E 2040

KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.
ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Institut. de Documentare Tehnică
BUCUREŞTI
SCHIMB - TAUSCH
WYMIANA - WYMENA
TAUSCH - CMEHA

1

EDITURA ENERGETICĂ DE STAT
1954

SUMARUL

Pag.

* * * Pentru lărgirea sortimentelor bunurilor de larg consum în industria electrotehnică . . . 1

I. Corodeanu: Tracțiunea electrică feroviară în curent monofazat de frecvență normală 4

G. Moisil: Apărarea rețelelor subterane de cable și canalizații metalice împotriva coroziunii prin curenți de dispersie 18

R. Stere: Probleme ale modulației în impulsuri . 26

CRONICA

* * * În scopul îmbunătățirii activității revistelor A.S.I.T. 39

DOCUMENTARE 40

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

* * * : За расширение ассортимента изделий широкого потребления электропромышленностью 1

И. Кородяну: Электротяга на железных дорогах однофазным током промышленной частоты . . 4

Г. Моисил: Защита подземных кабельных сетей и металлических трубопроводов от коррозии блуждающими токами 18

Р. Стере: Вопросы импульсной модуляции . . 26

ХРОНИКА

* * * Для улучшения деятельности журналов А. С. И. Т. 39

ДОКУМЕНТАЦИЯ 40

REDACȚIA: București, B-dul 1848 Nr. 10
Raionul Tudor Vladimirescu
Telefon: 30730—35728

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.
ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

APARE LUNAR SUB INGRIJIREA UNUI COMITET DE REDACŢIE

Anul II • Nr. 1 Ianuarie 1954

Országos Műszaki Könyvtár TULAJDONA

PENTRU LĂRGIREA SORTIMENTELOR BUNURILOR DE LARG CONSUM ÎN INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

Asigurarea satisfacerii în măsură maximă a necesităţilor materiale şi culturale, mereu crescânde ale oamenilor muncii, reprezintă legea economică fundamentală a socialismului.

Creşterea nevoilor materiale ale oamenilor muncii — a exigenţei acestora faţă de calitatea şi sortimentul bunurilor de larg consum — constitue un stimulent puternic pentru lărgirea şi perfecţionarea producţiei, pentru ridicarea calităţii produselor fabricate.

In anii regimului de democraţie populară, industria noastră a obţinut mari succese. De unde pe vremea regimului burghezo-moşieresc, majoritatea venitului naţional provenea din agricultură, încă în cursul anului 1952 mai mult de jumătatea venitului naţional al R.P.R. (52%) era provenit din industrie, agricultura participând numai cu 33%. Crearea unei puternice industrii grele stă la baza construirii socialismului în ţara noastră.

Prin trecerea la o economie planificată, industria noastră a făcut mari progrese, desvoltându-se cu paşi repezi. S'a creat o puternică industrie socialistă, dându-se o atenţie deosebită desvoltării industriei grele şi în special, industriei construcţiei de maşini. S'au creat noi ramuri industriale. Conform prevederilor planului cincinal, au fost construite zeci de fabrici şi uzine noi, dotate cu cel mai modern utilaj, provenit în cea mai mare parte din Uniunea Sovietică.

In cursul anului 1953 s'a continuat crearea de noi fabrici şi întreprinderi. Numai în trimestrul II 1953 au fost puse în funcţiune şi s'au desvoltat numeroase fabrici, printre care fabrica de rulmenţi din Moldova, o fabrică de utilaj agricol în Bucureşti, o linie de înaltă tensiune, grupuri electrogene, fabrici de pâine şi de produse lactate, etc.

Intre ramurile industriale noi, create de regimul de democraţie populară, un important loc îl ocupă şi industria electrotehnică. Această ramură are ca sarcină fabricarea de maşini şi utilaj electric necesar electrificării ţării, ca şi producerea bunurilor de larg consum — aparate de radio, lămpi, acumulatori, etc. — necesare ridicării nivelului material şi cultural al oamenilor muncii.

In trecut, mai mult de 90% din necesităţile noastre de utilaj şi produse electrotehnice erau acoperite prin import. Despre o industrie electrotehnică autohtonă propriu zisă, până la naţionalizarea principalelor mijloace de producţie din anul 1948, nici nu se poate vorbi. Existau doar o serie de ateliere mici, cu caracter meşteşugăresc, posedând un utilaj redus şi făcând mai mult reparaţii. Singurele fabrici existente erau doar cele de acumulatori şi de becuri electrice, precum şi diversele sucursale ale trusturilor străine, care mai mult montau şi asamblau piesele importate din străinătate.

In primii trei ani ai planului cincinal, multe din prevederile acestuia au şi fost traduse în viaţă. Producţia de motoare electrice şi de transformatori a crescut de câteva ori. Se produc zeci de produse noi, printre care aparataj de înaltă tensiune, transformatori de forţă de mare putere, motoare mari pentru liniile de ciment, diferite echipamente electrice, cabluri de lumină şi forţă, etc. S'a pus la punct şi se produc utilaje electrice şi aparatajele necesare industriei extractive, metalurgice şi de ciment.

Industria electrotehnică a obţinut o serie de succese şi în producerea bunurilor de larg consum. Au fost puse la dispoziţia oamenilor muncii, în cantităţi în general îndestulătoare, becuri de diferite tipuri, dulii, întrerupătoare, acumulatori, baterii, fiare de călcat, ciocane electrice de lipit, reşouri de diferite mărimi, aparate de radio, contoare monofazice, etc.

Deşi în unele cazuri, calitatea acestor produse a avut o serie de lipsuri, totuşi în general ea a fost mulţumitoare în special în ultimul timp, când întreprinderile de specialitate şi Ministerul Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice s'a ocupat mai îndeaproape de această problemă. In expunerea făcută de tovarăşul Gh. Gheorghiu-Dej, cu ocazia celei de a IX-a aniversări a eliberării patriei noastre, s'a arătat că: „Industria electrotehnică este în plină desvoltare, însuşindu-şi fabricarea de mecanisme şi agregate complexe".

Cu toate aceste succese, Plenara lărgită a C.C. al P.M.R. din 19—20 August 1953, a constatat că mai există lipsuri serioase, în special în dezvoltarea agriculturii şi a industriei bunurilor de larg consum.

In industria electrotehnică, sortimentele de bunuri de larg consum produse sunt încă neîndestulătoare: calitatea şi aspectul unor produse de mare circulaţie, ca fişele de contact, întrerupători, etc., lasă încă de dorit. Lipsesc din comerţul de Stat o serie de produse necesare oamenilor muncii, ca de exemplu unele tipuri de întrerupători, aparatele de radio şi altele.

In vederea înlăturării acestor lipsuri, în cursul anului 1954 industria electrotehnică trebue să-şi lărgească într'o măsură însemnată sortimentul bunurilor de larg consum produse.

Creşterea producţiei bunurilor de larg consum, ca şi a sortimentului acestora, vor contribui la o mai intensă circulaţie a mărfurilor, la o mai bună aprovizionare a oamenilor muncii.

Pentru aceasta, industriei electrotehnice îi revin o seamă de sarcini. Trebue căutat în primul rând ca bunurile de consum larg produse de întreprinderile din această ramură să fie fabricate în cantităţi suficiente, punându-se accentul pe acelea cerute în deosebi de oamenii muncii. Calitatea acestor produse trebue să fie astfel îmbunătăţită, încât să poată satisface exigenţele mereu crescânde ale consumatorilor.

Este necesar apoi ca Ministerul Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice — împreună cu întreprinderile sale — să se preocupe îndeaproape de lărgirea sortimentelor şi a tipurilor de bunuri de consum produse.

Vor trebui asimilate noi aparate ca: fierbătoare electrice, aspiratoare de praf, ventilatoare, maşini pentru uz casnic, noi tipuri de aparate de radio, diferite jucării electrice, materiale didactice, etc. Şi în acest domeniu, experienţa Uniunii Sovietice şi a ţărilor de democraţie populară ne va fi de un real folos, prin procurarea — pe calea colaborării tehnico-ştiinţifice — de material documentar, planuri, scheme, modele, etc. Este necesar ca tot acest material să fie procurat din timp pentru a se trece neîntârziat la fabricarea acestor produse.

In discursul ţinut la a IX-a aniversare a eliberării ţării noastre, tovarăşul Gh. Gheorghiu-Dej a arătat că: „Pentru ca toate aceste măsuri să aibă totodată ca rezultat creşterea salariului real al muncitorilor şi funcţionarilor, este necesar să se ducă o luptă permanentă pentru scăderea preţului de cost şi creşterea productivităţii muncii în toate ramurile de producţie. Cu cât se vor obţine mai mari succese în ridicarea productivităţii muncii în întreprinderi, cu cât va fi mai scăzut preţul de cost, cu atât mai simţitor vor scădea preţurile tuturor produselor şi mărfurilor, cu atât va fi mai ridicat nivelul de trai al poporului, cu atât va creşte salariul real al muncitorilor şi funcţionarilor".

Pentru traducerea în viaţă a acestor directive date de Partid şi Guvern, inginerilor, tehnicienilor şi cercurilor ASIT le revin sarcini importante şi de mare răspundere. In întreprinderi, inginerii şi tehnicienii trebue să lupte pentru a realiza în termen sarcinile referitoare la asimilarea noilor produse de larg consum puse în fabricaţie. Sub îndrumarea filialelor şi cercurilor ASIT, ei trebue să studieze lărgirea tipurilor şi a sortimentelor produse, astfel ca să fie cuprinse o serie cât mai largă de produse destinate ridicării nivelului de trai al clasei muncitoare.

Pentru a se înlătura unele dificultăţi observate în cursul anilor trecuţi, la asimilarea unor produse noi, este necesar ca inginerii şi tehnicienii

— împreună cu conducerea întreprinderilor, să ia măsuri pentru crearea unui decalaj de timp suficient între proiectare, executarea prototipului, pregătirea fabricației și fabricația propriu zisă.

O atenție deosebită va trebui acordată calității produselor fabricate. Aspectul bunurilor de consum produse va trebui să fie cât mai estetic și îngrijit, dându-se în special atenție finisării acestora. Ele trebue să fie nu numai robuste și să nu se defecteze ușor, dar să aibe și o prezentare frumoasă. Cercurile ASIT din întreprinderi trebue să inițieze studierea celor mai bune metode pentru a se crea noi bunuri de larg consum solide și cu un aspect plăcut, la un preț cât mai scăzut.

In domeniul reducerii prețului de cost și al ridicării productivității muncii, posibilitățile și resursele existente în întreprinderi sunt foarte numeroase. Ele cer numai a fi studiate, descoperite și puse în valoare. Aci inginerii, tehnicienii și tot colectivul întreprinderilor își pot manifesta din plin inițiativele creatoare.

Studierea și elaborarea unor procese tehnologice bine puse la punct, adecuate întreprinderii și produsului respectiv reprezintă o sursă de mărire a productivității muncii și reducere a prețului de cost.

Utilizarea cât mai complectă a materiilor prime, reducerea deșeurilor și folosirea în măsura maximă a acestora, sunt căi sigure pentru a se obține produse la un preț cât mai mic. Aci se pot folosi resturile dela produsele mari fabricate, motoare, transformatori, aparataj greu, etc., din care se pot confecționa o serie largă de piese, ansamble sau chiar produse de larg consum. Secțiile de valorificare a deșeurilor din întreprinderi trebue să-și sporească în mod sensibil producția lor.

Prin alcătuirea unui plan judicios de cooperare se poate ușura foarte mult lărgirea sortimentelor fabricate, ca și producerea de noi bunuri de consum. In această problemă, inginerii și tehnicienii din întreprinderi trebue să studieze cu toată atenția alcătuirea unor planuri de cooperare, care să permită folosirea cât mai deplină a posibilităților existente în întreprinderi.

Inginerii și tehnicienii din organizații centrale (Ministere, Direcții Generale, etc.) trebue să cerceteze cât mai amănunțit care sunt cererile cele mai frecvente de bunuri de consum prezentate de oamenii muncii. In acest scop, este necesar a se organiza întâlniri între producători și consumatori, aceștia din urmă arătând necesitățile și preferințele lor.

Tehnicienii din Direcția Generală a Industriei Electrotehnice împreună cu celelalte organe interesate, trebue să studieze repartizarea cât mai judicioasă pe întreprinderi, a noilor produse ce vor fi fabricate, astfel ca profilul acestora să fie respectat.

La începutul unui nou an de plan, toată atenția inginerilor și tehnicienilor trebue să fie ndreptată pentru crearea condițiilor îndeplinirii întocmai a noilor sarcini trasate.

Prin îndeplinirea în termen a acestor sarcini, se vor realiza directivele date de Partid și Guvern cu privire la crearea unui belșug de produse de larg consum, contribuind astfel la ridicarea necontenită a nivelului de trai al oamenilor muncii — principalul scop al întregii noastre activități.

TRACȚIUNEA ELECTRICĂ FEROVIARĂ ÎN CURENT MONOFAZAT DE FRECVENȚĂ NORMALĂ

Conf. ing. I. CORODEANU

Sistemul de tracțiune electrică în curent monofazat de frecvență normală se desenează ca sistemul de tracțiune al viitorului, având o serie de avantaje asupra celor mai răspândite sisteme actuale. Exceptând locomotivele, acest sistem nu ridică probleme tehnice speciale. In privința locomotivelor, există mai multe soluții care se dau în articol. După ce se arată caracteristicele acestor tipuri de locomotivă, se precizează că în afară de câteva linii de încercare, Republica Populară Ungară este singura țară care are în exploatare curentă o linie importantă de câmpie electrificată în sistemul monofazat 50 Hz și își dezvoltă electrificarea feroviară în acelaș sistem. In articol se menționează și unele probleme de importanță mai mică ce se pun în legătură cu dezechilibrarea rețelelor trifazate 50 Hz datorită sarcinii monofazate a tracțiunii electrice, precum și cu linia de contact.

O instalație normală de tracțiune electrică feroviară este constituită din următoarele părți esențiale (fig. 1):

Substațiile de tracțiune, care primesc energia dela centralele electrice prin intermediul liniilor de transport și o transformă astfel cum este necesar a fi livrată liniei de contact.

Linia de contact, deobicei aeriană, care primește energia electrică dela substanțiile de tracțiune și o redă locomotivelor electrice, prin intermediul pantografelor, curentul întorcându-se apoi prin șine la substații.

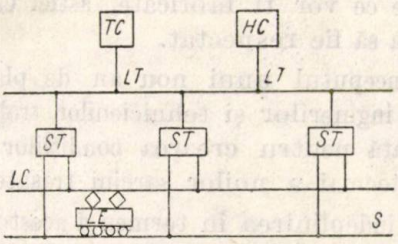


Fig. 1. Schema simplificată a unei instalații de tracțiune electrică fe[illegible]
TC - termocentrală; *HC* - hidrocentrală; *LT* - linie electrică de transport; *ST*-substație de tracțiune; *LC*-linie de contact; *LE*-locomotivă electrică; *S*-șine de rulare.

Locomotivele electrice, care primesc energia electrică dela linia de contact și o transformă, la obada roților motoare, în lucrul necesar pentru propulsiunea convoiului feroviar.

Prin *sistem de tracțiune electrică* se înțelege de obicei felul curentului la linia de contact. La început, a apărut sistemul de tracțiune *în curent continuu*, datorită remarcabilei adaptabilități pentru tracțiune a motorului de curent continuu cu excitație serie. Sistemul modern de tracțiune în curent continuu cuprinde:

— Substații de tracțiune cu *convertizori ionici* (redresori, mutatori, ignitroni, cu mercur) care primesc energia dela rețelele de electrificare generală ale țării (rețele trifazate cu frecvență normală, adică 50 Hz în Europa) și o transformă în curent continuu 3 kV.

— Linia de contact cu un conductor aerian, pentru 3 kV curent continuu.

— Locomotivele electrice, echipate cu motoare de tracțiune de curent continuu cu caracteristică serie funcționând sub o tensiune maximă de 1,5 kV (cel puțin câte două motoare în serie).

Sistemul de mai sus este utilizat în Uniunea Sovietică, precum și în Polonia, Cehoslovacia, Italia, Africa de Nord ș. a. Sunt și țări, care utilizează sistemul în curent continuu 1,5 kV, ca de exemplu Franța, Olanda, ș.a.

Avem apoi sistemul *în curent monofazat de frecvență redusă*. Acest sistem comportă în mod normal:

—In ceeace privește substațiile de tracțiune, fie substații cu transformatori monofazați, alimentați prin linii de transport monofazate, de centrale deasemenea monofazate de frecvență redusă (în Europa, 16 2/3 Hz) destinate *special* tracțiunii electrice, fie substații cu grupuri convertizoare rotative, alimentate din rețeaua generală trifazată de frecvență normală. In ambele cazuri, substațiile livrează liniei de contact, curent monofazat de frecvență redusă.

— Linia de contact cu un conductor aerian, care funcționează de obicei sub 15...16 kV 16 2/3 Hz.

— Locomotivele electrice, echipate cu transformatori monofazați, care alimentează electromotoare de tracțiune monofazate serie cu colector. Aceste motoare au fost mereu perfecționate ajungând să rivalizeze cu motoarele serie de curent continuu.

Sistemul monofazat menționat mai sus, cu centrale și linii de transport monofazate de frecvență redusă, speciale pentru tracțiune este aplicat în Germania, Elveția, Austria, ș.a., pe când sistemul cu alimentare din rețelele generale trifazate de frecvență normală este aplicat în Suedia. Un alt sistem de tracțiune, utilizat de altfel numai în Nordul Italiei, este sistemul *trifazat*. Acest sistem este constituit din:

— Substații de tracțiune cu transformatori trifazați, alimentați dela o rețea trifazată, care poate bineînțeles să fie și rețeaua generală trifazată de electrificare generală a țării.

— Linia de contact trifazată, constituită din doi conductori aerieni, al treilea fiind format din șinele căii de rulare.

— Locomotivele trifazate, echipate cu motoare de tracțiune asincrone trifazate.

In sfârșit avem sistemul *monofazat cu frecvență normală*, cuprinzând:

— Substații de tracțiune cu transformatori alimentați dela rețeaua generală trifazată de

electrificare — cu frecvenţă normală — a ţării.

— Linia de contact, cu un conductor aerian, 16...25 kV, 50 Hz.

— Locomotive electrice, de diverse tipuri alimentate cu curent monofazat 50 Hz.

Lungimea liniilor electrificate din diferitele ţări este aproximativ următoarea, pentru diversele sisteme de tracţiune utilizate (anul 1951):

Curent continuu 1 200...3 500 V	31 274 km	41,5 %
Curent continuu 600...1 000 V	9 481 „	12,5 %
Curent monofazat 16 2/3 şi 25 Hz	28 282 „	37,5 %
Curent monofazat 50 Hz	562 „	0,8 %
Alte sisteme	5 808 „	7,7 %
Total	75 407 km	100,0 %

Sistemul trifazat a fost introdus pe unele linii din Nordul Italiei, atunci când nici motorul serie de curent continuu nu fusese suficient de perfecţionat pentru tracţiunea electrică feroviară. Linia de contact, cu doi conductori, sub tensiune destul de mare, a provocat însă atâtea dificultăţi, încât acest sistem a fost abandonat chiar de către singura ţară care l-a adoptat, Italia, unde celelalte electrificări s'au realizat în curent continuu 3 kV.

Multe decenii, sistemul de curent continuu (3 kV şi 1,5 kV) şi-a disputat întâietatea cu sistemul monofazat de frecvenţă redusă cu alimentare dela centrale şi linii de transport monofazate speciale. Aceasta deoarece sistemul monofazat cu frecvenţă redusă alimentat din reţelele generale de electrificare comportă substaţii cu grupuri convertizoare rotative prea complicate şi scumpe, având şi un randament scăzut.

Motivul pentru care nu s'a putut atâta vreme face o alegere definitivă între sistemul în curent continuu şi sistemul în curent monofazat cu frecvenţă redusă, a fost faptul că fiecare din aceste două sisteme avea avantajele şi dezavantajele sale specifice oarecum echivalente. In cazul curentului monofazat, motoarele de tracţiune sunt prevăzute pentru frecvenţă redusă, deoarece sub frecvenţă normală, dificultăţile de comutaţie în special, ar fi făcut funcţionarea lor foarte dificilă în tracţiune.

Sistemul în curent monofazat permite o tensiune mare la linia de contact, ceeace reduce numărul substaţiilor de tracţiune şi secţiunea liniei de contact, având ca rezultat o micşorare a cheltuelilor respective. Reglajul vitezei motoarelor, la demaraj mai ales, se obţine prin aplicarea unei tensiuni variabile la bornele motoarelor, tensiune care se capătă cu ajutorul unor prize multiple la transformatorul de alimentare. Numărul acestor prize poate fi suficient de mare, astfel încât să se obţină o variaţie lină a efortului de tracţiune, permiţându-se o solicitare mare la cârligul locomotivei.

Locomotivele de curent continuu oferă un număr mai redus de trepte de viteze economice Demarajurile sunt mai bruşte, iar cârligul este solicitat mai dezavantajos. Deasemenea, din cauza tensiunii limitate la linia de contact — 3 kV — limitare impusă în tensiunea la care pot funcţiona motoarele de curent continuu, numărul substaţiilor este mai mare — trebuind a fi mai apropiate — iar secţiunea liniei de contact deasemenea este mai mare, ceeace măreşte sensibil consumul de metale neferoase şi scumpeşte bineînţeles costul substaţiilor de tracţiune şi al liniei de contact.

Sistemul în curent continuu, permite o încadrare normală în sistemul general de electrificare al ţării, ceeace constitue un avantaj deosebit de remarcabil.

Frânarea electrică cu recuperare se poate realiza în cazul curentului continuu prin echipamente mult mai simple decât în cazul curentului monofazat, unde problema factorului de putere joacă un rol important. Acest avantaj se resimte mult la liniile de munte cu delictivităţi mari.

Actualmente, o exploatare feroviară economică impune trenuri cu tonaje din ce în ce mai mari la viteze ridicate, adică locomotive din ce în ce mai puternice. Este de observat că locomotivele de curent continuu nu pot fi construite pentru puteri atât de mari ca locomotivele monofazate, din cauza dificultăţilor care intervin în special la aparatajul necesar realizării diverselor cuplaje între motoare.

Fenomenele de inducţie produse asupra liniilor de telecomunicaţii din apropierea liniei de contact constitue un dezavantaj al sistemului monofazat, deoarece impune măsuri speciale, ca de exemplu cablarea liniilor de telecomunicaţie sau îndepărtarea lor de linia ferată.

La rândul său, sistemul în curent continuu are dezavantajul de a produce *curenţi de dispersie*, care se derivează din şină pentru a se reîntoarce la substaţii prin pământ. Aceşti curenţi intră în masele metalice din apropierea căii ferate — cabluri, conducte, etc. — iar acolo unde ies, dacă sunt îndeplinite anumite condiţii de umiditate, aciditate şi densitate de curent, distrug metalul printr'un fenomen de coroziune electro-chimică. Trebue în consecinţă să se ia o serie de măsuri, atât pentru reducerea curenţilor de dispersie, cât şi pentru evitarea efectelor dăunătoare de coroziune la care dau naştere.

In Uniunea Sovietică şi unele ţări de democraţie populară, problema alegerii între cele două sisteme a fost până în prezent rezolvată în favoarea curentului continuu, dat fiind în special faptul că sistemul monofazat cu frecvenţă redusă cere pentru tracţiune un sistem electro-energetic special de producere şi transport.

De câţiva ani a început să se dea o atenţie din ce în ce mai intensă sistemului monofazat cu frecvenţă normală. Ar fi însă eronat să afirmăm că acest sistem nu a atras pe tehnicieni încă cu mult înainte. Sistemul monofazat cu frecvenţă normală cumulează un maximum de

avantaje şi mai ales: încadrarea uşoară în sistemul electroenergetic al ţării, substaţii eftine, simple şi puţin numeroase, linie de contact deasemenea eftină şi simplă. Ceeace a împiedicat însă ca acest sistem să se răspândească larg în practica exploatărilor feroviare a fost problema locomotivei electrice.

In Uniunea Sovietică s'a manifestat de mult timp un deosebit interes pentru acest sistem de tracţiune electrică. In anul 1932, la primul Congres Unional pentru Electrificarea Căilor Ferate din Uniunea Sovietică s'a discutat problema alegerii sistemului de curent şi s'a ajuns la concluzia că sistemul în curent continuu adoptat pentru prima etapă a electrificării feroviare din U.R.S.S. deşi are o serie de calităţi pozitive, nu apare indicat şi ca un sistem al viitorului.

După cum arată P. C. Denisov şi I. Z. Romanov în lucrarea intitulată „Marile construcţii ale comunismului şi problema alegerii sistemului de curent cu perspective, pentru electrificarea căilor ferate principale" din Nr. 3/1952 al Buletinului Academiei de Ştiinţe din U.R.S.S. secţia ştiinţelor tehnice, în urma unei serii întregi de studii, cercetări şi experimentări, s'a ajuns în 1950 la concluzia că din punct de vedere tehnico-economic este indicat a se utiliza pentru perspectivă în marea tracţiune feroviară, sistemul în curent monofazat cu frecvenţă normală.

In tabela 1 se dau, după Denisov şi Romanov câteva date caracteristice comparative mai importante, între sistemul în curent continuu 3 kV şi sistemul monofazat cu frecvenţă normală 25 kV.

Tabela 1

Nr. crt.	Indici	Curent continuu 3 kV	Curent monofazat 50 Hz 25 kV
1	Distanţa între substaţii, km	20... 30	40... 60
2	Secţiunea liniei de contact (echivalent cupru), mm²	400...550	150
3	Randamentul total dela obada roţilor motoare la barele de înaltă tensiune ale substaţiilor, % . .	71	71... 76
4	Investiţii, %	130...190	100
5	Cheltueli de exploatare, %	106...112	100

I. Locomotivele electrice

a) **Locomotivele cu motoare directe.** Locomotivele monofazate 50 Hz pot fi clasate în două mari categorii şi anume:

— Locomotive cu motoare *directe,* adică cu motoare monofazate 50 Hz serie cu colector alimentate prin intermediul unui transformator direct dela linia de contact; aceste locomotive sunt analoage locomotivelor de curent monofazat cu frecvenţă redusă.

— Locomotive *convertizoare.* Această categorie de locomotive cuprinde tipuri foarte variate, după cum se va vedea mai departe.

Motorul monofazat 50 Hz serie cu colector nu se pretează însă pentru tracţiune la fel de uşor ca motorul analog cu frecvenţă redusă de 16 2/3 Hz de exemplu. Fenomenul de comutaţie provoacă mari dificultăţi în funcţionarea unui astfel de motor din cauză, că în spirele scurtcircuitate de perii, pe lângă forţa electromotoare de rotaţie se adaugă şi o forţă electromotoare transformatorică cu o valoare mult mai mare la 50 Hz decât la 16 2/3 Hz.

Până acum s'au construit câteva locomotive electrice cu motoare directe. Astfel, pe o linie de încercare a fost pusă în funcţiune în anul 1936 cu titlu de probă, o astfel de locomotivă pentru 20 kV. Pentru a se face faţă frecvenţei de 50 Hz, s'a ales un număr mare de poli (28) cu un flux redus pe pol. Deoarece a rezultat un mare număr de perii, acestea n'au mai avut loc suficient pe un singur rând în jurul colectorului şi au trebuit să fie aşezate pe două rânduri. Din această cauză, a fost nevoe să se mărească mult dimensiunile colectorului.

Pentru ca să se poată obţine puterea necesară, la fiecare din cele 4 osii motoare s'au montat câte 2 motoare — legate permanent în serie — suspensiunea lor fiind de tip tramvai. Rezultatele obţinute însă cu această locomotivă n'au fost cele aşteptate. Din cauza dificultăţilor de comutaţie, motoarele au dat o putere cu circa 30% mai redusă decât aceea prevăzută. Afară de aceasta, în cursul exploatării, motoarele au suferit numeroase defectări în special din cauza densităţii mari a curentului la perii.

Alte două locomotive monofazate 50 Hz 20 kV cu motoare directe au fost destinate mai recent (1951) tot pentru o linie de încercare. Ambele locomotive sunt constituite din câte două boghiuri a 3 osii motoare cu acţionare individuală.

Prima locomotivă are la arborele motoarelor de tracţiune o putere uniorară de 3180 kW la 65 km/h, şi un efort de tracţiune uniorar de 17 400 kg, o viteză maximă de 100 km/h şi o sarcină maximă pe osie de 18 t. Variaţia tensiunii la bornele motoarelor se obţine prin intermediul prizelor multiple ale transformatorului principal. Locomotiva poate funcţiona la putere redusă şi cu alimentare dela o linie de contact sub 1,5 kV curent continuu; în acest scop este echipată cu un grup convertizor rotativ, constituit dintr'un motor de curent continuu 1,5 kV şi un alternator monofazat pentru alimentarea motoarelor de tracţiune. In figura 2 se arată schema de principiu a acestei locomotive (echipamentul corespunzător alimentării în monofazat).

A doua locomotivă are o putere uniorară de 4 050 CP, viteza maximă 100 km/h, greutatea totală şi aderentă 118 t, câte două motoare gemene de fiecare osie, acţionare cu arbore gol. Poate deasemenea să funcţioneze cu putere redusă sub 1,5 kV curent continuu; pentru aceasta este echipată cu un grup rotativ constituit dintr'un motor de curent continuu 1,5 kV şi o generatrice *tot de curent continuu,* pentru

alimentarea motoarelor de tracțiune. In funcționare normală sub 20 kV 50 Hz, variația tensiunii la bornele motoarelor se obține prin

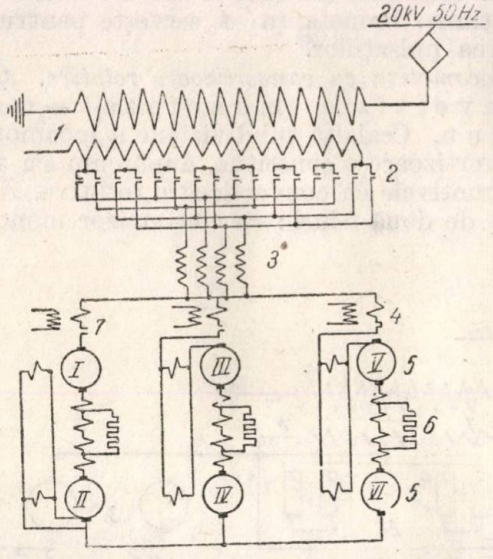


Fig. 2. Schema electrică de principiu a unei locomotive monofazate 50 Hz cu 6 motoare directe:

1-transformator principal; *2*-contactori de reglaj; *3*-inductanță de tranziție; *4*-transformator de intensitate; *5*-motor de tracțiune. *6*-shunt ohmic pentru polii auxiliari; *7*-contactoare de separare a motoarelor de tracțiune.

intermediul unui dispozitiv special cu transformator survoltor-devoltor.

b) **Locomotivele convertizoare.** *Locomotivele cu convertizori statici* (ionici). Trecem la a doua categorie de locomotive monofazate 50 Hz și anume aceea a locomotivelor convertizoare. Această categorie poate fi la rândul ei subdivizată în: locomotive cu convertizoare statice (ionice) și locomotive cu convertizoare rotative.

Convertizorul ionic, în speță redresorul cu mercur, nu are pe locomotivă numai rolul de a transforma curentul monofazat în curent continuu, sau mai corect în curent pulsatoriu; el are încă un rol de o deosebită importanță pentru locomotiva electrică: acela de a permite un reglaj larg și economic (fără reostate) a vitezei motoarelor de tracțiune, care lucrează în aval de agregatul convertizor. Locomotiva cu redresor prezintă apoi importantul avantaj de a avea un bun randament la diversele regimuri de mers.

Reglajul vitezei motoarelor — care sunt cu caracteristică serie — se obține prin variația tensiunii la bornele lor, iar variația acestei tensiuni se poate realiza în mai multe feluri: cu ajutorul unor prize multiple la transformatorul valvei sau prin intermediul unor grile de control, care întârzie momentul de aprindere normală a arcului în redresor. Utilizarea grilelor de control în scopul arătat, influențează însă defavorabil asupra factorului de putere.

Trebue să menționăm deasemenea că un motor obișnuit de curent continuu funcționează în condițiuni mai dificile dacă este alimentat cu curentul pulsatoriu produs de un redresor; randamentul său scade, comutația este mai grea iar fierul precum și cuprul se încălzesc mai mult decât în cazul curentului continuu pur. Pentru a se evita aceste inconveniente este necesar să se ia o serie de măsuri, destul de simple de altfel.

Forma ideală a tensiunii redresate este arătată în figura 3 *a*. Forma reală însă a tensiunii redresate aplicate motoarelor de tracțiune este aceea arătată în figura 3 *b* cu linie mai groasă. Datorită felului real de funcționare al arcurilor electrice în redresor, apar anumite intervale de tensiune nulă, carcterizate prin unghiul θ. Dacă se face dezvoltarea în serie a expresiei ce reprezintă curba de tensiune, se găsește o valoare medie U_{med} peste care se suprapun o serie de armonice pare. Prima dintre aceste armonice, cu frecvența de 100 Hz (dacă redresorul este alimentat cu 50 Hz) are o amplitudine importantă. Această armonică provoacă următoarele efecte dăunătoare:

1) mărește pierderile Joule-Lenz;

2) creiază pierderi prin efect pelicular în conductori;

3) înrăutățește comutația;

4) mărește pierderile în fier.

Măsura de remediere care trebue luată este în esență următoarea: Polii inductori principali se șuntează printr'o rezistență ohmică; din cauza marii impedanțe a înfășurării polare, armonica de curent de 100 Hz se derivează în cea mai mare parte prin acest șunt, astfel încât fluxul inductor rămâne suficient de constant în timp pentru ca forța electromotoare transformatorică să devină neînsemnată și în consecință comutația să se facă în bune condițiuni. Ondulațiile curentului care alimentează motoarele se reduc cu ajutorul unei inductanțe, micșorându-se în felul acesta pierderile corespunzătoare. Tot în scopul micșorării pierderilor în fierul polilor principali și auxiliari, aceștia se confecționează din tole.

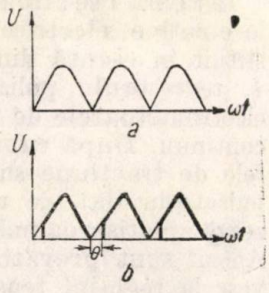


Fig. 3. Forma tensiunii redresate.

Este de remarcat cu această ocazie că redresorii de pe locomotive produc armonice atât în aval către motoarele de tracțiune cât și în amonte înspre sistemul electronergetic de alimentare. Influența armonicelor în amonte va putea fi cercetată cu folos atunci când va exista o linie în exploatare cu un număr mai important de locomotive cu redresori.

Încă din anul 1938 fabrica sovietică „Dinamo S. M. Chirov" a construit după indicațiile Academiei de Științe din Moscova o locomotivă electrică pentru trenuri de mărfuri și călători, tip OR-22 de 132 t greutate aderentă, 2 040 kW, 22 kV, 50 Hz cu redresor de mercur și motoare de curent continuu. Cu

această locomotivă s'au obținut rezultate bune pe o linie experimentală. Locomotiva este echipată cu același fel de motoare ca și locomotivele obișnuite sovietice VL-19 și VL-22 de curent continuu. La locomotiva OR-22 reglajul vitezei se poate obține prin variația tensiunii la bornele electromotoarelor de tracțiune. Se înlătură astfel rezistențele de reglaj cu pierderile respective de energie și dispare problema răcirii acestor rezistențe. Ca preț de cost, locomotiva nu este mai scumpă decât o locomotivă normală de curent continuu 3 kV.

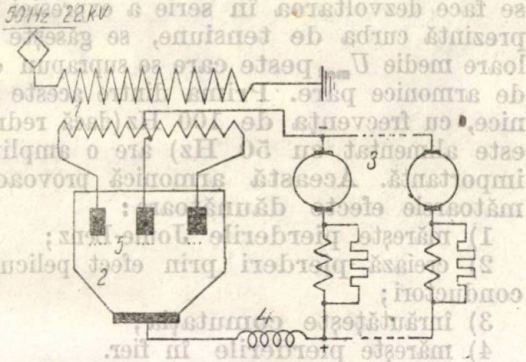


Fig. 4. Schema de principiu a locomotivei sovietice tip OR-22 cu redresor.

Randamentul său este ceva mai mic și anume 0,81 față de 0,84. Factorul de putere este de 0,8...0,9.

In figura 4 se arată schema principială a acestei locomotive electrice. Echipamentul este constituit în esență din transformatorul principal *1*, redresorul polianodic cu mercur *2* și electromotoarele de tracțiune *3* pentru curent continuu. După cum se vede pe figură, motoarele de tracțiune sunt alimentate cu curentul pulsatoriu dat de redresor. Bobina *4* realizează aplatisarea pulsațiilor curentului redresat. Anozii sunt prevăzuți cu grilele *5*, care servesc la reglajul tensiunii de alimentare a motoarelor de tracțiune.

Relevăm tendința de a se construi locomotive cu redresori monoanodici, etanși, fără pompe de vid, având răcirea cu aer. Deasemenea și construcția cu ignitroni etanși. In felul acesta se introduc remarcabile simplificări constructive și de exploatare.

Figura 5 arată schema de principiu a unei locomotive cu valve monoanodice (redresori obișnuiți sau redresori ignitronici). Grupul de redresare *2* este alimentat de transformatorul *1* și este constituite din 4 valve (sau grupe de valve). După cum se poate urmări din figură, pentru un anumit sens al tensiunii alternative din secundarul transformatorului — de exemplu dela *b* spre *a* — vor funcționa valvele *II* și *III* (săgeți din linii pline), iar pentru sensul contrar al tensiunii, vor funcționa valvele *I* și *IV* (săgeți din linii întrerupte). In ambele cazuri însă, sensul curentului din circuitul motoarelor de tracțiune *3* rămâne neschimbat, ținând seama că prin valve curentul nu poate să treacă decât dela anod *A* la catod *K*. Cu ajutorul grilelor *5* se poate regla tensiunea de alimentare a motoarelor de tracțiune. Inductanța *4* servește pentru aplatisarea pulsațiilor.

Locomotiva cu convertizoare rotative. Grup convertizor monofazat—continuu. Cealaltă subdiviziune a locomotivelor convertizoare o constitue, după cum s'a arătat, locomotivele cu convertizoare rotative. Acestea sunt de două feluri: cu convertizor monofazat-

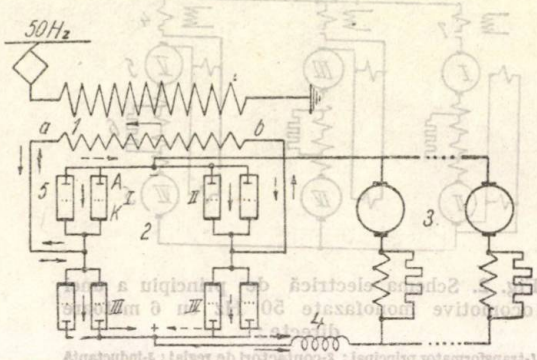


Fig. 5. Schema principială a unei locomotive cu valve monoanodice.

continuu și cu convertizor monofazat-polifazat. Convertizorul rotativ mono-continuu are rolul de a transforma curentul monofazat de frecvență normală primit dela linia de contact în curent continuu pentru motoarele de tracțiune, ca și redresorul cu mercur.

In figura 6 se arată schema de principiu a unei locomotive monofazate 50 Hz prevăzută cu grup convertizor rotativ mono-continuu. Grupul este constituit în esență dintr'un motor monofazat sincron, o generatrice de curent continuu și excitatricele respective. Motorul monofazat sincron M_s este alimentat dela linia de contact prin intermediul transformatorului T; acest motor acționează generatricea principală de curent continuu G, excitatricea E_1 și excitatricea E_2. Generatricea G are două înfășurări de excitație și anume una independentă B_i și altă serie B_s montată diferențial față de prima; în felul acesta se poate realiza reglajul tensiunii generatricei G, se amortizează șocurile de curent datorite motoarelor de tracțiune și se diminuiază curentul de scurtcircuit.

Excitatricea E_1 are excitația B_1 în derivație și servește pentru alimentarea înfășurării B_i de excitație independentă a generatricei principale G și a înfășurării B_2 de excitație a excitatricei E_2; această din urmă excitatrice servește la rândul său pentru regimul de frânare cu recuperare precum și pentru a da, la nevoe, un caracter compound, excitației motoarelor 1,2... de tracțiune. Reostatele R_1, R_2, R_3 servesc pentru reglajul curenților de excitație precum și pentru încărcarea bateriei de acumulatori A.

Când este necesar să se pornească grupul convertizor se procedează după cum urmează: Motorul M_s fiind deconectat dela rețeaua mo-

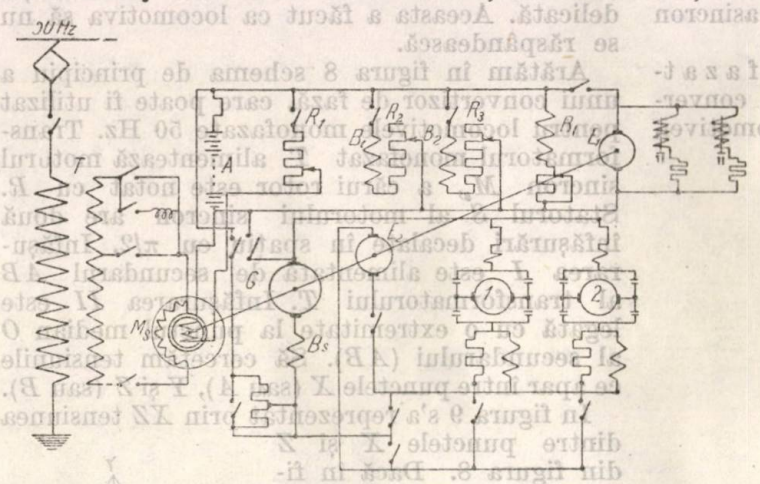


Fig. 6. Schema electrică de principiu a unei locomotive cu grup convertizor rotativ mono-continuu.

nofazată, generatricea G se pornește ca motor primind curent dela bateria de acumulatori A. După aceasta, se deconectează bateria de acumulatori dela mașina G și se conectează în schimb motorul M_s la rețeaua monofazată; acest motor, având în rotor și o înfășurare în scurtcircuit, pornește la început în asincron, până când viteza sa de rotație se apropie sensibil de viteza de sincronism. In acest moment se conectează înfășurarea de excitație (de curent continuu) a motorului, iar acesta intră în sincronism continuând a funcționa ca motor sincron. Toate operațiile de demaraj pot fi automatizate.

Demarajul motoarelor de tracțiune, precum și reglajul vitezei lor se efectuează prin variația tensiunii generatricei G, astfel încât nu este necesar a se intercala reostate în circuitul principal al motoarelor, ceeace face ca toate caracteristicile de pornire și de mers ale locomotivei să fie economice.

Dăm mai jos descrierea unei alte locomotive monofazate 50 Hz cu grup rotativ mono-continuu, de dată recentă. Datele de bază ale acestei locomotive sunt următoarele:

Formula osiilor (Trei boghiuri a două osii cu acționare individuală)	$B_0\,B_0,B_0$
Puterea uniorară a motoarelor de tracțiune sub 675 V, CP	3 800
Viteza maximă, km/h	120
Greutatea totală și aderentă, t	114
Suspensiunea motoarelor	tip tramvai

O caracteristică a acestei locomotive este că poate funcționa cu întreaga putere, nu numai cu curent monofazat 50 Hz 20 kV, dar și cu curent continuu 1,5 kV, astfel încât poate trece de pe o rețea pe alta, remorcând și convoaiele necesare.

Grupul convertizor al locomotivei cuprinde, pe lângă autotransformatorul principal, un motor asincron monofazat care acționează trei generatrice de curent continuu. Motorul asincron are 4 poli, absoarbe 1 710 A sub 1 850 V și este de o construcție specială, dar totuși simplă. Fiecare generatrice are 864 kW, debitând 1 080 A sub 800 V. Greutatea întregului grup, inclusiv ventilatoarele este numai de 18 t. Motoarele de tracțiune, de curent continuu, sunt tetrapolare.

Să urmărim cum se realizează funcționarea în cazul alimentării cu curent monofazat 50 Hz 20 kV (fig. 7). Demarajul grupului în gol se face prin alimentarea dela anumite prize ale autotransformatorului, a celor trei generatrice, care funcționează ca motoare monofazate cu colector. Când viteza se apropie de aceea de sincronism, se cuplează în mod simplu motorul asincron la autotransformatorul său, decuplându-se generatricele de alimentare în monofazat. In funcționare normală, motorul asincron antrenează cele trei generatrice, care din punct de vedere electric rămân legate în serie, alimentând însă fiecare câte

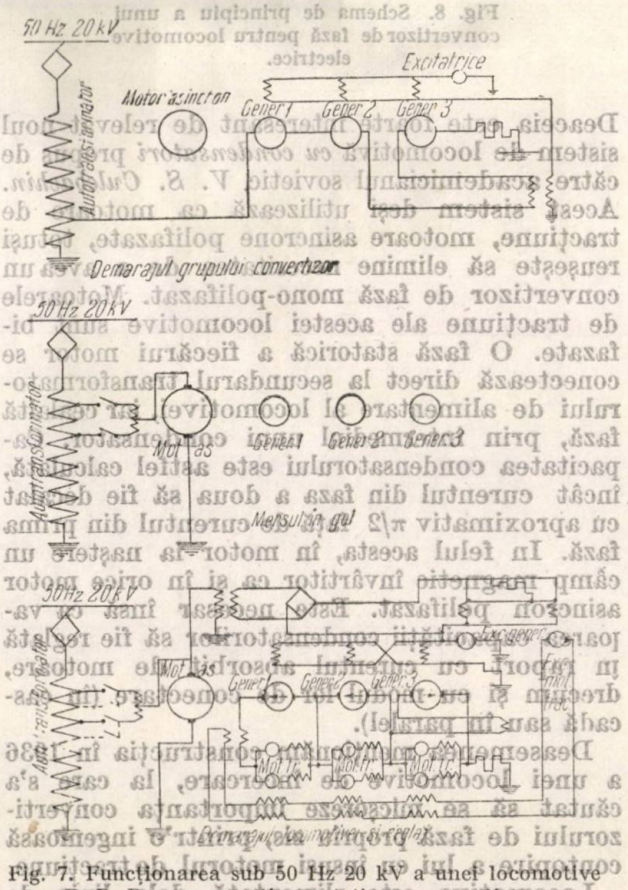


Fig. 7. Funcționarea sub 50 Hz 20 kV a unei locomotive $B_0\,B_0\,B_0$ cu convertizor rotativ mono-continuu.

două motoare de tracțiune în paralel, după cum se poate vedea pe figură.

Prin variația excitației generatricelor, tensiunea la bornele motoarelor variază progresiv, obținându-se un reglaj continuu și economic al vitezei. Excitația celei de a treia generatrice

este însă inversată, pentru a se limita la maximum $2 \times 800 = 1\,600$ V tensiunea la masă. Recuperarea se realizează simplu: generatricele funcționează ca motoare, iar motorul asincron ca generatrice asincronă.

Grup convertizor monofazat-polifazat. Nevoia de a avea un convertizor de fază complică construcția locomotivei.

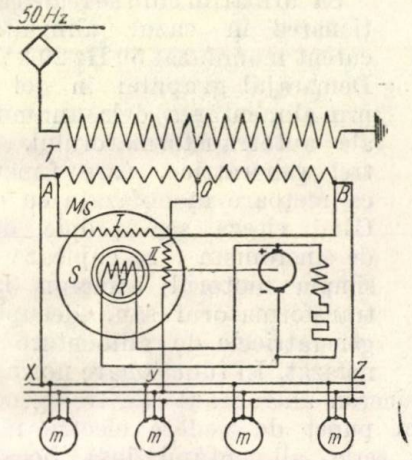


Fig. 8. Schema de principiu a unui convertizor de fază pentru locomotive electrice.

Deaceia este foarte interesant de relevat noul sistem de locomotivă *cu condensatori* propus de către academicianul sovietic *V. S. Culebachin*. Acest sistem deși utilizează ca motoare de tracțiune, motoare asincrone polifazate, totuși reușește să elimine necesitatea de a avea un convertizor de fază mono-polifazat. Motoarele de tracțiune ale acestei locomotive sunt bifazate. O fază statorică a fiecărui motor se conectează direct la secundarul transformatorului de alimentare al locomotivei, iar cealaltă fază, prin intermediul unui condensator. Capacitatea condensatorului este astfel calculată, încât curentul din faza a doua să fie decalat cu aproximativ $\pi/2$ față de curentul din prima fază. In felul acesta, în motor ia naștere un câmp magnetic învârtitor ca și în orice motor asincron polifazat. Este necesar însă ca valoarea capacității condensatorilor să fie reglată în raport cu curentul absorbit de motoare, precum și cu modul lor de conectare (în cascadă sau în paralel).

Deasemenea menționăm construcția în 1936 a unei locomotive de încercare, la care s'a căutat să se micșoreze importanța convertizorului de fază propriu zis, printr'o ingenioasă contopire a lui cu însuși motorul de tracțiune.

Locomotiva este alimentată dela linia de contact cu curent monofazat 50 Hz 20 kV. Fiecare din cele patru osii motoare este acționată de câte două motoare și anume: un motor asincron tetrapolar normal cu inele și un motor de o construcție specială cu dublu rotor, care îndeplinește și rolul de convertizor de fază.

Locomotiva are un număr prea redus de viteze economice și în afară de aceasta, mașinile cu dublu rotor sunt de o construcție delicată. Aceasta a făcut ca locomotiva să nu se răspândească.

Arătăm în figura 8 schema de principiu a unui convertizor de fază, care poate fi utilizat pentru locomotivele monofazate 50 Hz. Transformatorul monofazat T alimentează motorul sincron M_s, a cărui rotor este notat cu R. Statorul S al motorului sincron are două înfășurări decalate în spațiu cu $\pi/2$. Înfășurarea I este alimentată de secundarul AB al transformatorului T. Înfășurarea II este legată cu o extremitate la punctul median O al secundarului (AB). Să cercetăm tensiunile ce apar între punctele X (sau A), Y și Z (sau B).

In figura 9 s'a reprezentat prin XZ tensiunea dintre punctele X și Z din figura 8. Dacă în figura 9 punctul O reprezintă mijlocul segmentului XZ atunci segmentul OY dus perpendicular pe XZ va reprezenta tensiunea dintre punctele O și Y din figura 8. Dacă vrem ca în figura 8 între punctele X, Y și Z să avem trei tensiuni trifazate, va trebui ca în figura 9 punctele X, Y și Z să se găsească în vârfurile unui triunghi echilateral. Pentru aceasta va trebui ca între înălțimea h și latura a a triunghiului din figura 9 să existe relația:

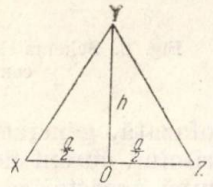


Fig. 9. Diagrama tensiunilor corespunzătoare convertizorului de fază din figura 8.

$$\frac{h}{a} = \frac{\sqrt{3}}{2}.$$

In consecință, dacă între numărul de spire N_2 a înfășurării II și numărul de spire N_1 a înfășurării I din figura 8, avem relația:

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{\sqrt{3}}{2}$$

înseamnă că între bornele X, Y și Z ale convertizorului de fază din figura 8 se va obține un sistem de trei tensiuni trifazate. Dela aceste borne urmează să se alimenteze electromotoarele de tracțiune ale locomotivei. După cum se poate observa pe figură, numai o parte din puterea absorbită de motoarele de tracțiune trece și prin convertizorul de fază, astfel încât acesta este dimensionat în consecință, ceeace limitează greutatea specifică pe CP a locomotivei. Puterea convertizorului este de aproximativ jumătate din puterea totală a motoarelor de tracțiune. Acest fel de convertizor este utilizat mai de multă vreme pe locomotive monofazate de 25 Hz, însă este evident că poate fi întrebuințat și pentru 50 Hz.

R. P. Ungară este prima țară din Europa care a electrificat și a dat în exploatare normală o linie ferată importantă (din anul 1932

linia Budapesta-Hegyeshalom de 190 km) utilizând la linia de contact curent monofazat 50 Hz (sub 16 kV) preluat din reţeaua generală de electrificare. Actualmente continuă să dezvolte electrificarea feroviară în acelaş sistem. Din această pricină vom insista mai mult asupra electrificării feroviare din această ţară. Tipul respectiv de locomotivă convertizoare mono-polifazată constitue partea caracteristică a acestei electrificări.

Locomotivele date în exploatare cu începere din anul 1932 sunt construite după concepţia lui K. Kando şi au ca parte caracteristică un convertizor de fază special, care transformă curentul monofazat primit dela linia de contact în curent polifazat pentru alimentarea unui motor de inducţie cu număr variabil de poli în scopul obţinerii a mai multor viteze economice; acest motor acţionează osiile motoare prin intermediul unui sistem de biele. Deoarece însă la toate locomotivele electrice moderne s'a renunţat la acţionarea prin biele, adoptându-se acţionarea individuală a osiilor, în anul 1950 s'a pus în funcţiune prototipul unei locomotive, care păstrează convertizorul de fază Kando, dar este echipată cu motoare de tracţiune asincrone trifazate alimentate cu frecvenţe diferite prin intermediul unui convertizor de frecvenţă; aceste motoare sunt prevăzute pentru acţionare individuală a osiilor, vitezele economice obţinându-se prin schimbarea frecvenţei.

Locomotivele vechi sunt toate identice din punct de vedere electric, dar din punct de vedere mecanic, cea mai mare parte are formula osiilor 1-D-1, (4 osii cuplate prin biele între două osii purtătoare) câteva fiind O-F-O (5 osii cuplate prin biele). Primele sunt utilizate pentru trenurile de călători şi de marfă, iar ultimile numai pentru trenurile de marfă.

Datele caracteristice mai importante ale acestor locomotive sunt următoarele:

Formula osiilor	1-D-1	O-F-O
Lungimea totală m	13,690	13,430
Greutatea în funcţiune, t.	96,5	96,5
Greutatea aderentă, t	70,0	96,5
Presiunea maximă pe osie, t . . .	17,5	17,5
Greutatea părţii electrice, t. . . .	46,0	46,0
Greutatea părţii mecanice, t . . .	50,5	50,5
Diametrul roţilor motoare, mm . .	1 660	1 150
Diametrul roţilor purtătoare, mm .	1 040	—
Trepte de viteză, km/h	24,2— 50	16,6 — 34,3
	75—100	51,5 — 68,3
Puterea de regim continuu, CP . .	2 200	2 200
Puterea uniorară, CP	2 500	2 500
Puterea maximă momentană, CP .	3 500	3 500

Convertizorul de fază al locomotivei este o maşină rotativă, care îndeplineşte totodată şi funcţia de transformator.

După cum se poate vedea schematic din figura 10, statorul S al convertizorului de fază C conţine două înfăşurări şi anume: o înfăşurare polifazată aşezată în ancoşele p din imediata apropiere a întrefierului şi o înfăşurare monofazată aşezată în ancoşele m situate către periferia exterioară a statorului. Înfăşurarea monofazată este alimentată direct dela linia de contact sub 16 kV. Rotorul (R) al convertizorului conţine o înfăşurare de excitaţie alimentată cu curent continuu. Înfăşurarea monofazată statorică împreună cu excitaţia rotorică se comportă ca un motor sincron monofazat. Câmpul învârtitor util alacestui motor, care se roteşte în acelaş sens cu rotorul traversează înfăşurarea polifazată statorică şi produce în această înfăşurare un curent polifazat ce alimentează motorul de tracţiune M.

Statorul este răcit cu ulei, care serveşte şi ca element izolator, dat fiind că înfăşurarea primară monofazată funcţionează sub 16 kV. Uleiul din stator este izolat de rotor printr'un strat de hârtie specială care trece prin întrefier. Uleiul încălzit este absorbit de o pompă şi

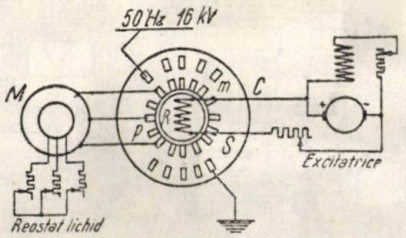


Fig. 10. Schema de bază a locomotivei Kando cu convertizor de fază şi acţionare prin biele.

trecut printr'un răcitor cu ventilator, care se găseşte montat deasupra convertizorului; după aceasta este introdus din nou în stator. Rotorul este răcit cu apă, ceeace constitue o dispoziţie neobişnuită pentru o maşină electrică rotativă. Intre ancoşele rotorice se găsesc practicate o serie de orificii în lungul fierului rotoric; în aceste orificii sunt introduse tuburi de cupru prin care circulă apa de răcire. O pompă cuplată pe axul maşinei introduce apa printr'un tub central, de unde se distribue în tuburile de cupru menţionaţi mai sus, pentru a trece apoi în răcitorul situat deasupra convertizorului. In rotor se găseşte introdus şi motorul de pornire al maşinei. Dispozitivele de răcire ale statorului şi rotorului, astfel după cum au fost arătate, au de scop a micşora cât mai mult greutatea şi dimensiunile convertizorului. Intregul convertizor cu toate anexele, dar fără ulei şi apă, cântăreşte numai 12,5 t, ceeace revine la 4,6 kg/CP.

In figura 11 se arată o secţiune longitudinală prin convertizorul de fază al locomotivei, pentru a se putea vedea toate părţile sale mai importante.

Kando a mai luat o serie de măsuri foarte interesante şi originale pentru a face funcţionarea locomotivei şi în special a convertizorului, cât mai economică. Se demonstrează că un motor asincron polifazat funcţionează la toate sarcinile cu cel mai bun randament — pierderi minime — atunci când tensiunea U la bornele sale este proporţională cu rădăcina patrată din sarcina P a motorului, adică:

$$U = k\sqrt{P}. \qquad (1)$$

Se demonstrează deasemenea că în scopul obținerii unui factor de putere unitar, trebue să existe relația

$$U^2 = U_0^2 + \left(\omega L \frac{P}{U_0}\right)^2 \qquad (2)$$

unde U_0 este tensiunea la bornele înfășurării de 16 kV a convertizorului, iar L inductanța proprie a acestei înfășurări.

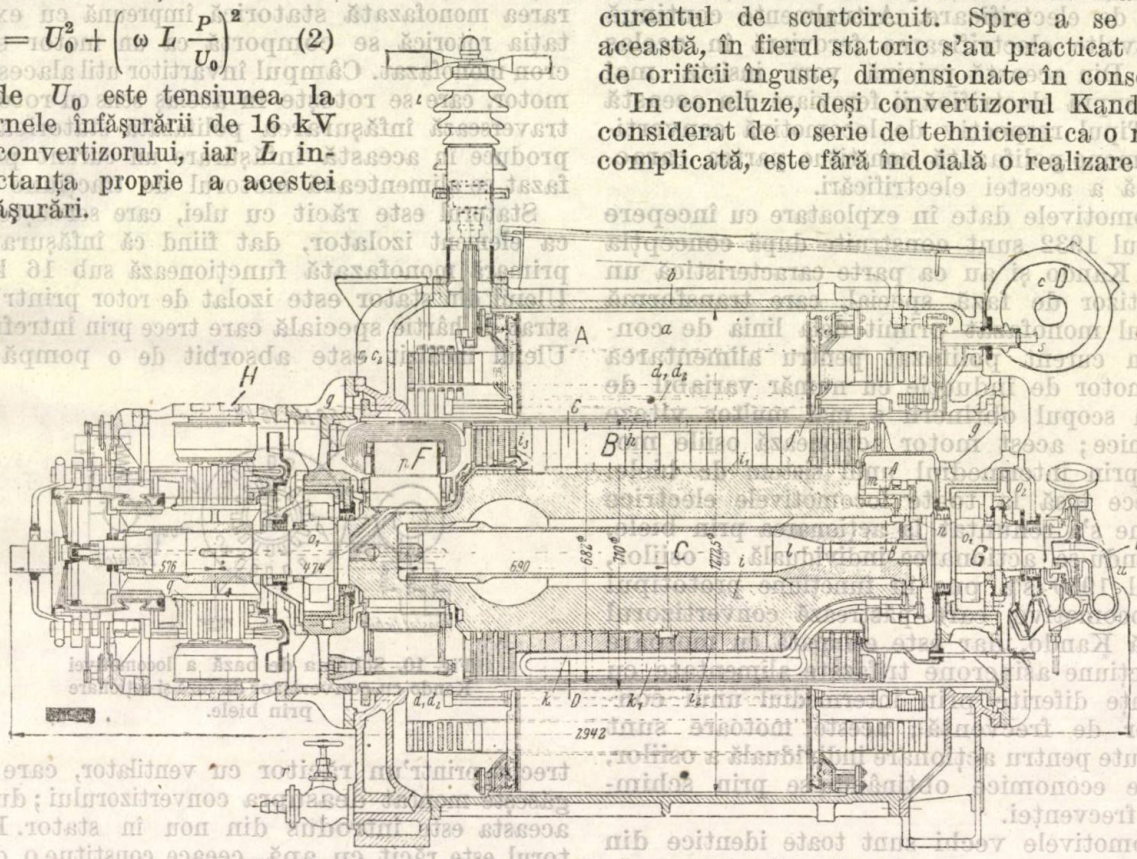


Fig. 11. Secțiune longitudinală prin convertizorul de fază Kando:
A-stator; *B*-rotor; *C*-tub central; *D*-pompă de ulei; *E*-pompă de apă; *F*-motor de pornire; *G*-palier cu bile; *H*-excitatrice.

Pentru a avea un randament optim și un factor de putere unitar, trebue așadar să fie simultan satisfăcute relațiile (1) și (2). In figura 12 curba *I* reprezintă relația parabolică între U și P conform cu (1), iar curba *II* reprezintă relația hiperbolică între U și P conform cu (2). Cele două curbe din figură au două puncte de intersecție. In cazul saturației ambele curbe se înclină după cum se arată punctat în figura 12, astfel încât practic pot fi considerate ca suprapuse. Cele de mai înainte ne arată că dacă se dimensionează în consecință fierul magnetic al convertizorului, se poate regla astfel excitația încât să fie satisfăcute relațiile (1) și (2) adică să avem în mod permanent un randament maxim și un factor de putere unitar.

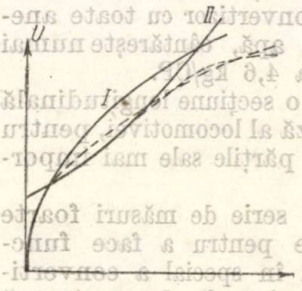


Fig. 12. Curbele de tensiune ale convertizorului Kando.

In sfârșit Kando a căutat ca să asigure cât mai bine convertizorul sincron împotriva ieșirilor din sincronism și să permită o anclanșare ușoară a acestui convertizor la linia de contact fără o operație de sincronizare prea precisă și delicată; în acest scop era necesar ca să se reducă la o valoare cât mai mică curentul de scurtcircuit. Spre a se obține această, în fierul statoric s'au practicat o serie de orificii înguste, dimensionate în consecință.

In concluzie, deși convertizorul Kando este considerat de o serie de tehnicieni ca o mașină complicată, este fără îndoială o realizare foarte originală și interesantă, dovedind genialitatea celui care l-a conceput acum câteva decenii.

Ceeace s'a reproșat însă locomotivei Kando din 1932, a fost în special acționarea prin biele și într'o oarecare măsură, numărul redus de viteze economice. Rezolvarea acestor probleme, în general, la locomotivele cu convertizor monopolifazat, a făcut obiectul unor studii, cercetări și realizări recente, care se bazează pe schimbarea frecvenței de alimentare a motoarelor de tracțiune, prevăzute bineînțeles pentru acționarea individuală a osiilor.

Schimbarea frecvenței implică existența unui convertizor de frecvență pe locomotivă. Convertizorul de frecvență poate fi o simplă mașină asincronă de inducție. Dacă primarul mașinei este alimentat cu curent de o anumită frecvență constantă, în secundarul mașinei se obține un curent a cărui frecvență variază în raport cu viteza unghiulară relativă dintre câmpul învârtitor și înfășurarea secundarului.

Locomotiva electrică cu convertizor de fază și frecvență poate fi executată în mai multe variante, dintre care, în cele ce urmează, arătăm unele mai interesante.

In figura 13, C_f reprezintă un convertizor de fază sincron iar C_v un convertizor de frecvență, care alimentează motoarele de tracțiune. Convertizorul de fază este legat electric cu

convertizorul de frecvență după cum se vede pe figură. De asemenea, convertizorul de fază antrenează la viteză constantă generatricea de curent continuu *g*. Această generatrice, la rândul ei, alimentează motorul de curent continuu *m*, care antrenează convertizorul de frecvență (C_p). Acționând asupra excitațiilor grupului *g—m* se poate varia *în mod continuu* viteza de antrenare a convertizorului de frecvență și în consecință se variază frecvența de alimentare a motoarelor de tracțiune, deci și viteza lor. Aceste motoare pot fi așa dar motoare în scurtcircuit și toate vitezele de mers ale locomotivei vor fi viteze economice.

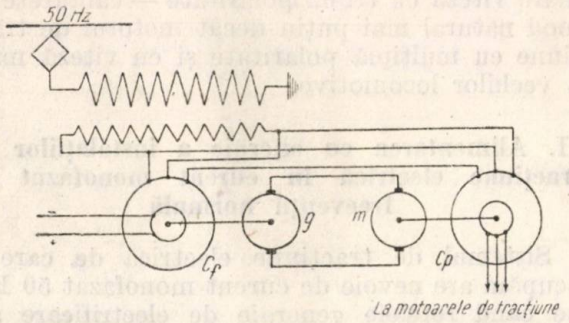


Fig. 13. Schema de bază a unei locomotive cu convertizor de fază și de frecvență, având un număr nelimitat de viteze economice.

Deoarece convertizorul de fază transmite mecanic numai o parte din puterea totală a motoatelor de tracțiune, cealaltă parte ajungând la aceste motoare de tracțiune pe cale electrică dela bornele convertizorului de fază, în întregul grup de mașini este instalată o putere numai de circa 2,5 ori mai mare decât puterea la arborele motoarelor de tracțiune. Aceasta are drept efect o reducere a greutății specifice pe CP și un randament mai bun decât în cazul când întreaga putere ar trece prin toate mașinile.

Utilizarea unor motoare asincrone în scurtcircuit conduce la o mare simplificare de întreținere, deasemenea la o simplificare în construcția boghiurilor precum și la posibilitatea adaptării suspensiunii de tip tramvai, care este foarte economică. Randamentul, deși este ceva mai mic decât de exemplu la locomotivele cu redresor sau cu motoare directe, totuși pentru vitezele curente din exploatare se menține în jurul cifrei de 78...80%. Acest randament este însă compensat prin faptul că factorul de putere al locomotivei este optim. In sfârșit

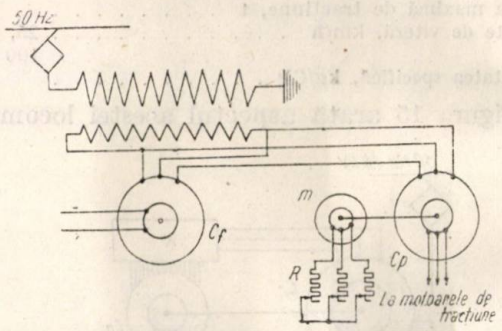


Fig. 14. Schema de bază a unei locomotive cu convertizor de fază și de frecvență, având un număr limitat de viteze economice.

trebue să menționăm că funcționarea electromotoarelor trifazate pentru serviciile auxiliare este mult mai bună decât la altfel de motoare.

In figura 14 este redată schema de bază a unui alt tip de locomotivă cu convertizor de fază C_f și de frecvență C_p. In acest caz, convertizorul de frecvență C_p poate fi antrenat în ambele sensuri prin motorul asincron cu inele *m*, având un număr variabil de poli. Pentru fiecare polaritate și sens de rotație se obține o anumită frecvență la convertizorul de frecvență. Fiecare din aceste frecvențe corespunde la o viteză de mers economică a locomotivei. Trecerea progresivă dela o frecvență la alta se obține cu ajutorul reostatului *R* ce se intercalează în înfășurarea rotorică a motorului *m*. Motoarele de tracțiune sunt în scurtcircuit. Această locomotivă este mai simplă decât aceea corespunzătoare schemei din figura 13, în schimb are un număr limitat de

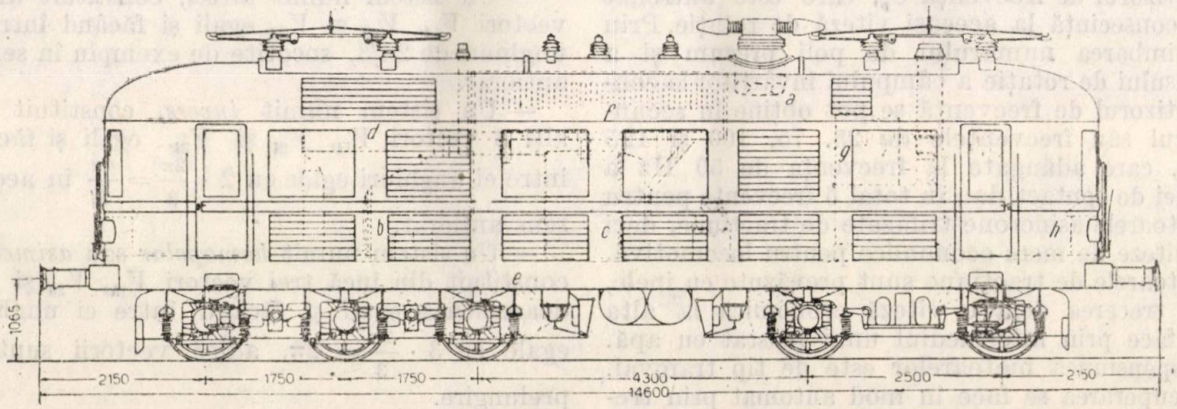


Fig. 15. Noua locomotivă maghiară, cu convertizor de fază și de frecvență:
a-întreruptor principal; *b*-convertizor de fază; *c*-convertizor de frecvență; *d*-răcitorul de apă și ulei al convertizorului de fază; *e*-motor de tracțiune; *f*-dispozitiv de conexiune; *g*-reostat lichid; *h*-controler principal.

viteze economice. Un al treilea tip de locomotivă cu convertizor de fază și de frecvență este acela realizat în anul 1950 în R. P. Ungară. Datele principale ale acestei locomotive sunt următoarele:

Formula osiilor	B_0C_0
(un boghiu cu două osii și altul cu trei osii cu acționare individuală)	
Presiunea maximă pe osie, t	18
Greutatea totală, t	89
Puterea uniorară, CP	3 200
Forța maximă de tracțiune, t	21
Trepte de viteză, km/h	25, 50, 75 100 și 125
Greutatea specifică, kg/CP	27,8

Figura 15 arată aspectul acestei locomotive

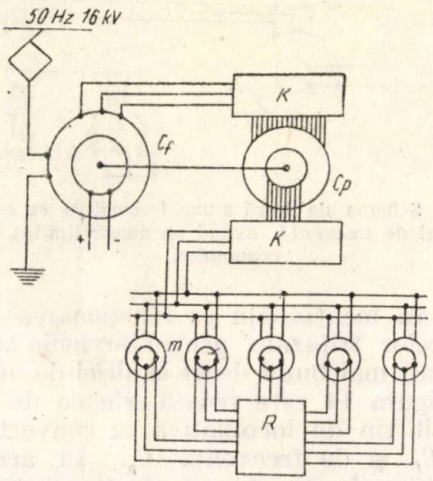


Fig. 16. Schema de bază a noii locomotive maghiare cu convertizor de fază și de frecvență:
Cf-convertizor de fază; *Cp*-convertizor de frecvență; *K*-dispozitiv de conexiune; *R*-reostat lichid de pornire; *m*-motor de tracțiune.

iar figura 16 schema de bază corespunzătoare. După cum s'a mai arătat convertizorul de fază C_f are o construcție analoagă convertizorului montat pe vechile locomotive cu biele, care sunt în funcțiune pe linia Budapesta-Hegyeshalom din anul 1932.

Convertizorul de fază este tetrapolar, rotindu-se cu o viteză de 1 500 rot/min. Pe același ax cu convertizorul de fază se găsește și convertizorul de frecvență C_p, care este antrenat în consecință la aceeași viteză de rotație. Prin schimbarea numărului de poli precum și a sensului de rotație a câmpului învârtitor la convertizorul de frecvență se pot obține în secundarul său frecvențele de 25, 75, 100 și 125 Hz, care adăugate la frecvența de 50 Hz a liniei de contact dau în total 5 frecvențe pentru motoarele asincrone trifazate de tracțiune, deci 5 viteze de mers economice pentru locomotivă. Motoarele de tracțiune sunt prevăzute cu inele, iar trecerea dela o viteză economică la alta se face prin intermediul unui reostat cu apă. Suspensiunea motoarelor este de tip tramvai. Recuperarea se face în mod automat prin trecerea motoarelor asincrone în regim de generatoare asincrone.

Este de relevat faptul că noua locomotivă maghiară B_0 C_0 deși, față de vechile locomotive maghiare cu biele, este echipată cu o mașină în plus — convertizorul de frecvență — are o greutate specifică de numai 27,8 kg/CP față de 39 kg/CP la vechile locomotive. Motivul se datorește nu numai posibilităților tehnice de ordin general, care evident au progresat între timp, dar și faptului că ansamblul celor 5 motoare asincrone trifazate de tracțiune cu simplă polaritate și convertizorul de frecvență — care este o mașină de inducție de mare viteză cu triplă polaritate — cântăresc în mod natural mai puțin decât motorul de tracțiune cu multiplă polaritate și cu viteză mică a vechilor locomotive.

II. Alimentarea cu energie a instalațiilor de tracțiune electrică în curent monofazat de frecvență normală

Sistemul de tracțiune electrică de care ne ocupăm are nevoie de curent monofazat 50 Hz, pe când rețelele generale de electrificare ale țărilor sunt de obicei trifazate 50 Hz. Trebue așadar ca la o rețea trifazată să se facă racordări monofazate. Aceasta provoacă un dezechilibru în rețeaua trifazată.

Se știe că puterea instantanee trifazată echilibrată este constantă în timp. pe când puterea instantanee monofazată variază în timp. Rezultă că este o imposibilitate de a absorbi o putere monofazată, variabilă în timp, dintr'o rețea trifazată care să rămână echilibrată, deoarece aceasta nu poate da decât o putere constantă în timp. Absorbția de putere monofazată trebue să provoace o dezechilibrare a rețelii trifazate.

Acest fenomen de dezechilibrare se produce și în cazul tracțiunii electrice monofazate 50 Hz, legată prin racorduri monofazate la rețeaua trifazată de electrificare generală a țării.

Arătăm mai departe cum se poate determina analitic acest grad de dezechilibrare a rețelii trifazate.

Un sistem constituit din trei vectori oarecari, V_1, V_2, și V_3 poate fi descompus în alte 3 sisteme după cum urmează:

— Un sistem numit *direct*, constituit din 3 vectori V_{1d}, V_{2d} și V_{3d} egali și făcând între ei unghiuri de $2\pi/3$, socotite de exemplu în sensul antiorar.

— Un sistem numit *invers*, constituit din alți 3 vectori V_{1i}, V_{2i} și V_{3i}, egali și făcând între ei unghiuri egale cu $2 \cdot \frac{2\pi}{3} = \frac{4\pi}{3}$ în același sens antiorar.

— Un sistem numit *homopolar* sau *asimetric*, constituit din încă trei vectori V_{1h}, V_{2h} și V_{3h}, deasemenea egali și făcând între ei unghiuri egale cu $3 \cdot \frac{2\pi}{3} = 2\pi$, adică vectorii sunt în prelungire.

Expresia:

$$K_d = \frac{V_i}{V_d}$$

care arată raportul dintre componenta inversă și componenta directă, poartă numele de *factor* sau *grad de disimetrie.*

De asemenea expresia :

$$K_a = \frac{V_h}{V_d}$$

care arată raportul dintre componenta homopolară și componenta directă, se numește *factor* sau *grad de asimetrie.*

De obicei K_d și K_a se exprimă în procente.

In general se poate considera că factorul de disimetrie al tensiunilor unei rețele trifazate este acceptabil dacă nu depășește aproximativ 5%.

In tracțiunea electrică monofazată 50 Hz racordările monofazate se fac deobicei între 2 faze ale rețelii trifazate, ceeace nu provoacă apariția unor componente homopolare de tensiuni compuse deoarece suma tensiunilor compuse este totdeauna nulă, astfel încât factorul de asimetrie respectiv dispare.

Se demonstrează că se poate lua :

$$K_d = \frac{V_i}{V_d} = \frac{P_m}{P_{sc}}$$

P_m fiind puterea monofazată preluată dintr'un punct al rețeleii trifazate, unde puterea de scurtcircuit trifazată este P_{sc}.

Intr'un nod de importanță mică a unei rețele trifazate de înaltă tensiune puterea de scurtcircuit poate să fie de ordinul a 250 000 kVA. Dacă preluarea monofazată pentru tracțiunea electrică este de exemplu de ordinul a 5 000 kVA, factorul de disimetrie va fi, în procente, de :

$$K_d = 100 \frac{P_m}{P_{sc}} = 100 \frac{5\,000}{250\,000} = 2\%.$$

Dacă preluarea monofazată este de ordinul a 10 000 kVA — ceeace corespunde la o încărcare suficient de intensă în tracțiune electrică, atunci factorul de disimetrie devine :

$$K_d = 100 \frac{P_m}{P_{sc}} = 100 \frac{10\,000}{250\,000} = 4\%$$

adică se găsește în limite admisibile.

Unui nod însă de o oarecare importanță din rețeaua trifazată îi poate corespunde o putere de scurtcircuit de ordinul a 500 000 kVA, astfel încât factorul de disimetrie se reduce la 1% pentru $P_m = 5\,000$ kVA și la 2% pentru $P_m = 10\,000$ kVA. Chiar pentru $P_m = 20\,000$ kVA ceeace corespunde la o încărcare intensă a liniei de tracțiune, factorul de disimetrie se menține în limite acceptabile.

Se vede din cele de mai sus că dezechilibrarea rețelei trifazate de electrificare generală, nu constitue în general o problemă în legătură cu adoptarea sistemului de tracțiune electrică în curent monofazat 50 Hz. De altfel aceasta a fost verificat și în R. P. Ungară.

Există un mijloc simplu pentru a micșora efectul de dezechilibru în ansamblul unei rețele trifazate : Intr'o anumită substație de tracțiune, legătura la rețeaua trifazată se face de exemplu între fazele R și S, în substația următoare, între fazele S și T, apoi între fazele T și R și așa mai departe, prin permutări convenabile la legăturile între faze, se poate obține un rezultat apreciabil în ceeace privește reducerea dezechilibrului. Acest sistem este aplicat pe căile ferate electrice din R. P. Ungară.

Un alt mijloc, destul de simplu, pentru a reduce dezechilibrul constă în utilizarea trans-

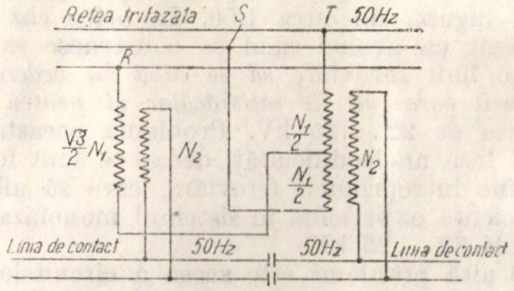


Fig. 17. Schema principială a unei substații de tracțiune cu transformator tri bifazat.

formatorilor tri-bifazați (Scott) în substațiile de tracțiune electrică. Primarul transformatorului se alimentează din rețeaua trifazată. Secundarul transformatorului este constituit din 2 circuite cu curenți bifazați, fiecare alimentând câte o porțiune din linia de contact. Dacă întreaga putere monofazată P_m a substației ar fi fost racordată între 2 faze ale rețelii trifazate, ar fi apărut un factor de disimetrie după cum s'a arătat mai înainte. In cazul transformatorului tri-bifazat, dacă puterea P_m a substației s'ar împărți în mod egal între ambele porțiuni ale liniei de contact alimentate dela cele 2 circuite din secundarul transformatorului, n'ar exista factor de disimetrie pentru rețeaua trifazată. In realitate, puterea P_m nu se poate diviza exact în două părți egale, astfel încât subzistă un oarecare factor de disimetrie în orice caz mai mic decât dacă legătura s'ar fi făcut direct între 2 faze ale rețelei trifazate pentru întreaga putere.

In figura 17 se arată schema de principiu a unei substații de tracțiune prevăzută cu transformator tri-bifazat.

III. Probleme în legătură cu linia de contact

In acest capitol vom releva câteva probleme specifice ridicate de către linia de contact parcursă de curent monofazat 50 Hz. Problema inducției electromagnetice și a inducției electrice asupra liniilor de curenți slabi dintr'o oarecare vecinătate a căii nu poate fi considerată ca specifică acestui fel de tracțiune, deoarece ea se întâlnește și la sistemul de tracțiune cu curent monofazat 16 2/3 Hz 15...16 kV.

Soluția se obține în esență, fie prin îndepărtarea liniilor de curenți slabi, fie prin trecerea lor în cabluri subterane. Este drept că în cazul frecvenței de 50 Hz inducția electromagnetică poate fi mai puternică; deasemenea, deoarece în acest caz se tinde a se da liniei de contact o tensiune de 22...25 kV, inducția electrică este și ea mai importantă. Soluțiile rămân totuși principial aceleași ca și în cazul frecvenței reduse de 16 2/3 Hz.

Tensiunea de 22...25 kV necesită însă distanțe de izolare mai mari decât tensiunea de 15...16 kV. S'a căutat să se remedieze întrucâtva această situație pentru tuneluri și poduri acoperite, prin adoptarea unui pantograf mai îngust, de circa 1,50. In orice caz este necesar ca atunci când se construesc sau se refac linii feroviare *să se aibă în vedere un gabarit care să fie satisfăcător și pentru tensiunea de* 22...25 kV. Problema aceasta ridică însă unele dificultăți deoarece sunt foarte puține întreprinderi feroviare, care să aibe o suficientă experiență în sistemul monofazat 50 Hz de 22...25 kV.

O altă problemă este aceea a circuitelor de bloc automat. Circuitele de cale ale blocului automat ocupă de obicei ambele fire ale căii. In felul acesta, ele servesc nu numai la semnalizarea trenurilor, dar indică și eventuale ruperi de șini. De obicei, circuitele de cale funcționează cu curent de 50 Hz. In cazul când linia este electrificată cu curent continuu se poate păstra curentul de 50 Hz pentru alimentarea circuitelor de cale: între diversele secțiuni de bloc se montează inductanțe, care lasă să treacă curentul continuu de tracțiune, dar opresc curentul de 50 Hz al circuitului de cale.

Dacă și curentul de tracțiune este de 50Hz, alimentarea cu 50 Hz a circuitelor de cale numai este posibilă. O soluție constă în a întrebuința frecvența specială de 83,3 Hz. S'a ales această frecvență din mai multe motive. Releele de 83,3 Hz au o construcție foarte asemănătoare releelor oarecum normalizate de 50 Hz; frecvența de 83,3 Hz nu corespunde cu armonicele fundamentalei de 50 Hz și se găsește pe scară logaritmică aproximativ la jumătatea intervalului dintre 50 Hz și prima sa armonică de $3 \times 50 = 150$ Hz, ceeace permite o filtrare ușoară; deasemenea frecvența de 83,3 Hz poate fi obținută printr'un grup de mașini de construcție ușoară. Un motor asincron sincronizat rotindu-se cu 1 000 rot/min antrenează o mașină cu 2 perechi de poli, a cărui stator legat la rețeaua de 50 Hz produce un câmp ce se rotește cu 1 500 rot/min în sens invers motorului; frecvențe obținută în indus este aceea a unui alternator cu 2 perechi de poli care s'ar roti cu 2 500 rot/min, adică

$$\frac{2\,500}{60}\,\frac{2}{} = 83{,}3 \text{ Hz.}$$

In figura 18 se vede schema circuitului de cale pe 2 fire alimentat cu 83,3 Hz. Inductanțele dela extremitățile circuitelor de cale lasă să treacă curentul de 50 Hz, dar opresc curentul de 83,3 Hz. Releele de 83,3 Hz sunt insensibile la 50 Hz.

In exploatarea tracțiunii electrice se pot produce defecte de izolație în dreptul stâlpilor liniei de contact, ceeace provoacă de multe ori puneri la pământ nesigure; este neapărat necesar ca în aceste cazuri să se provoace declanșarea disjonctorului dela substație pentru a avea o bună protecție. In acest scop, cel mai eficace și mai eftin mijloc constă în legarea

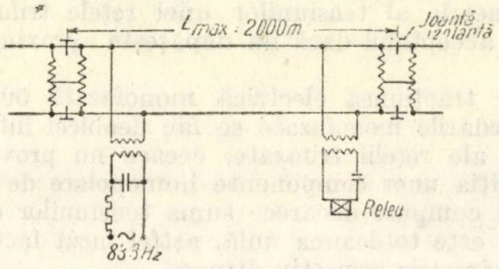


Fig. 18. Circuit de cale pe două fire alimentat cu 83,3 Hz.

stâlpului de șină. Aceste legături micșorează însă izolația căii și poate face nesigură funcționarea releelor de cale ale blocului automat. Pentru a se evita aceasta există 2 mijloace: izolarea stâlpului și legarea lui la șină printr'un conductor izolat, sau punerea la pământ a stâlpului. Ambele procedee sunt însă costisitoare. Dacă se adaugă și valoarea echipamentului pentru producerea frecvenței de 83,3 Hz se constată că dispoziția corespunzătoare figurei 18 este scumpă. S'a găsit atunci o altă soluție mai ieftină: Circuitele de cale funcționează cu curent continuu pe un singur fir (fig. 19). Sursa de alimentare este o baterie

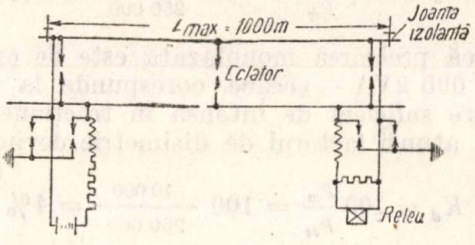


Fig. 19. Circuit de cale pe un fir alimentat cu curent continuu

de acumulatori. Dezavantajul sistemului constă în faptul că ruperile de șini nu sunt detectate în mod automat.

IV. Concluzii

Sistemul de tracțiune electrică cercetat se desenează ca sistemul viitorului, având o serie de avantaje asupra celorlalte sisteme. Exceptând locomotivele, sistemul nu ridică probleme deosebite. Locomotivele pot să fie cu motoare directe sau cu convertizoare. Deși s'au făcut multe eforturi pentru realizarea locomotivelor cu motoare directe, situația este

astfel încât toate tipurile sunt actualmente luate în considerație.

Deoarece locomotiva cu convertizor ionic îndeplinește același rol ca și locomotiva cu convertizor rotativ mono-continuu, este natural să ne întrebăm mai insistent care tip este mai avantajos. Convertizorul ionic apare mai simplu, mai puțin voluminos, mai ușor, fără părți rotative și cu un randament mai uniform pentru diversele regimuri de sarcină. Numai în privința factorului de putere, convertizorul rotativ mono-continuu cu motor sincron păstrează o oarecare superioritate. Se pare totuși că punerea la punct complectă a unei locomotive cu convertizor ionic este mai dificilă decât a unei locomotive cu convertizor rotativ mono-continuu, care cuprinde mașini de o construcție mai obișnuită. Este probabil însă ca în viitor, locomotiva cu convertizor ionic — complect pusă la punct — să fie preferată între ambele tipuri.

La rândul lor, locomotivele cu convertizor mono-polifazat reprezintă o soluție foarte interesantă a locomotivelor monofazate 50 Hz în special pentru faptul că se elimină motoarele de tracțiune cu colector, care sunt mai grele, mai scumpe și comportă o întreținere mai costisitoare decât motoarele asincrone polifazate ce pot fi simplificate în mod considerabil prin construcția lor cu rotorul în scurtcircuit. Adoptarea acestor motoare atrage și o simplificare remarcabilă a șasiului locomotivei sau a boghiurilor, precum și a suspensiunii motorului. Aceste locomotive pun însă o serie de alte probleme și în special aceea a unui reglaj economic și suficient al vitezei; precum și a unui convertizor simplu de fază. Convertizorul de fază sincron este mult apreciat, deoarece permite un factor de putere optim.

Republica Populară Ungară fiind singura țară care a introdus de multă vreme în exploatare curentă sistemul de tracțiune în curent monofazat 50 Hz, ne-am ocupat mai îndeaproape de electrificarea din această țară. Locomotivele respective sunt alimentate cu 16 kV, tensiune păstrată din 1932 pentru linia de contact. In diversele experimentări și realizări recente, locomotivele monofazate 50 Hz sunt însă alimentate sub 22...25 kV, din cauza rolului important pe care îl joacă pierderile în linia de contact. Este interesant de relevat dorința pe care a avut-o dela început Kando de a utiliza la linia de contact 20 kV în loc de 16 kV. Această dorință nu s'a putut realiza, nu atât din cauza locomotivei Kando, a cărei convertizor avea statorul în ulei, cât din cauza faptului că la epoca respectivă, armaturile și izolatorii liniei de contact nu erau normalizați la fabricile respective, pentru 20 kV.

Din toate cele de mai sus se desprinde faptul că sistemul monofazat 50 Hz oferă o diversitate de soluții interesante în ceeace privește locomotivele.

Aceasta se consideră, cel puțin deocamdată, ca un avantaj, deoarece se permite folosirea de locomotive cu diferite caracteristici.

Bibliografie

Rosenfeld, Sidorov N. N., Kuzin E. E.: Căile ferate electrice,
Denisov P. C., Romanov I. Z.: Marile construcții ale comunismului și problema alegerii sistemului de curent cu perspective, pentru electrificarea căilor ferate principale, 1952.
Crug C. A.: Bazele electrotehnicei, 1946.
RatkovszkyfF.: Electrificarea căilor ferate prinicpale cu curent monofazat 50 Hz și sistemul cu convertizor de frecvență, 1952.
Sztrokay P.: Locomotive electrice moderne, 1952.
Verebely L.: Electrificarea liniei Budapesta-Hegyeshalom, 1932.
Revue generale des Chemins des Fer Noembrie 1951.
Bulletin de la Société Française des Electriciens Sept. 1951.

★

ЭЛЕКТРОТЯГА НА ЖЕЛЕЗНЫХ ДОРОГАХ ОДНОФАЗНЫМ ТОКОМ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЧАСТОТЫ

Резюме

Система электротяги однофазным током промышленной частоты профилируется как система тяги будущего, имея ряд преимуществ по сравнению с самыми распространенными теперешними системами. За исключением локомотивов эта система не предъявляет специальных технических вопрос в. Что касается локомотивов, существует ряд решений которые даются в статье. После показания характеристик этих типов локомотивов, указывается что кроме нескольких испытательных линий, В.Н.Р. является единственной страной эксплоатирующей важную электрифицированную линию по однофазной системе в 50 гц в условиях равнины и развивающей электрификацию железных дорог по той же системе. В статье отмечаются и некоторые вопросы меньшего значени- ставящиеся в связи с нарушением равновесия трехфазных сетей 50 гц благодаря однофазной электротяговой нагрузке а также и с контактной сетью.

APĂRAREA REŢELELOR SUBTERANE DE CABLE ŞI CANALIZAŢII METALICE IMPOTRIVA COROZIUNII PRIN CURENŢI DE DISPERSIE

Conf. G. MOISIL

Se expune teoria coroziunii prin curenţi de dispersie, modul de determinare a coeficienţilor de repartiţie, metodele de protecţie cât şi modul de combinare a metodelor de protecţie expuse pentru obţinerea rezultatelor optime. In articol se arată necesitatea măsurătorilor periodice şi a colaborării între administraţiile interesate.

Transportul apei, petrolului, gazelor, energiei electrice pentru alimentarea oraşelor, pentru semnalizări şi comunicaţii se realizează în numeroase cazuri prin conducte metalice sau cabluri cu înveliş metalic, pozate subteran în interiorul oraşelor, sau între oraşe.

Aceste reţele subterane, reprezintă investiţii enorme, constituind în acelaşi timp şi o parte însemnată din sistemul circulatoriu economic. Degradarea lor nu este gravă numai prin pagubele materiale directe produse ci în primul rând prin faptul că încetează să asigure funcţionarea a nenumărate întreprinderi şi instituţii.

Astfel orice întrerupere în corecta funcţionare a reţelei de alimentare cu apă sau a reţelei de cabluri de energie electrică înseamnă în mod cert o frână serioasă în funcţionarea industriilor de toate felurile, ca şi o imensă dificultate pentru populaţie.

Degradarea reţelei de telecomunicaţii paralizează funcţionarea rapidă a legăturilor dintre instituţiile de orice fel, ca şi între întreprinderile economice, industriale, etc. Degradarea reţelelor de alimentare cu gaze este şi mai gravă, deoarece pe lângă întreruperea alimentării unui număr mare de industrii şi consumatori, prin infiltrarea gazelor în subsolul oraşelor se pot produce explozii grave, însoţite de pagube mari şi pierderi de vieţi omeneşti.

Printre cauzele cele mai importante care pot produce degradarea reţelelor subterane metalice se numără în primul rând corodarea lor prin diferitele procese electrochimice care au loc în sol.

Procesul electrochimic care produce cazurile cele mai frecvente, mai rapide şi mai grave de coroziune este coroziunea cablurilor şi conductelor prin curenţii electrici ce dispersează fie dela reţeaua de tracţiune electrică în curent continuu, fie dela reţeaua de alimentare cu energie electrică în curent continuu.

Problema apărării reţelelor subterane împotriva coroziunii prin curenţi de dispersie, este studiată în Uniunea Sovietică de mulţi ani de zile.

Ea a constituit prilejul unui număr mare de studii teoretice, de laborator şi de şantier în fruntea cărora se situează Laboratorul de Cercetări Electrotehnice depe lângă Institutul Azizbecov din Azerbaidjan, Institutul Unional de Cercetări al Căilor Ferate şi Institutul de Cercetări al Ministerului Comunicaţiilor Electrice şi Poştale.

Numele unor cercetători sovietici în acest domeniu, cum ar fi acela al membrului corespondent al Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S., G. V. Achimov, al lui V. S. Calman, V. A. Pritula, N. D. Tomasov, M. I. Mihailov, I. M. Erşov sau I. N. Franţevici se împletesc cu însăşi desvoltarea cercetărilor pentru apărarea reţelelor metalice împotriva coroziunii.

Mergând pe drumul luminos deschis de tehnica şi ştiinţa sovietică, tehnicienii, inginerii şi oamenii de ştiinţă din patria noastră vor putea rezolva cu succes această problemă deosebit de importantă din punct de vedere tehnic şi economic, aducând prin aceasta o contribuţie la îmbunătăţirea continuă a condiţiilor de trai în oraşe şi în centrele muncitoreşti.

Teoria coroziunii prin curenţi de dispersie. Solul oraşelor constitue un mediu conductor tridimensional, deosebit de heterogen atât în ceeace priveşte constituţia chimică, cât şi în ceeace priveşte distribuţia rezistivităţii electrice.

Cablurile şi canalizaţiile metalice subterane, ca şi reţelele de tracţiune depe sol, constitue în acest mediu conductor, zone de rezistivitate mult redusă.

Pe liniile de tracţiune electrică în curent continuu — linii de tramvaie electrice sau linii de cale ferată electrificată — contactul cu şina, reprezintă un sistem de surse electrice care debitează curent în sol. In diferite puncte ale acestei reţele, cablurile de întoarcere legate la substaţie, completează sistemul de surse aplicate pe sol prin o a doua serie de surse care însă absorb curent din sol[1].

Intre sursele care debitează curent în sol şi sursele care absorb curent din sol, se stabilesc liniile de scurgere a curentului electric. Aceşti curenţi care dispersează din reţeaua de tracţiune şi străbat solul s'au numit curenţi vagabonzi sau curenţi de dispersie. Liniile de curent ce brăzdează solul şi reţelele metalice se concentrează în special în zonele de rezistivitate minimă adică tocmai în reţelele subterane. Porţiunile de canalizaţii şi cabluri în care are loc captarea liniilor de curent din electroliţii din sol au o funcţiune catodică. In aceste zone cationii hidrogen sau metalici se descarcă, depunându-se pe metalul reţelei. Aceste *zone catodice*, constitue zone în care metalele sunt în general apărate de coroziune.

[1]) Referat prezentat la consfătuirea pe ţară cu tema „*Coroziunea reţelelor subterane*", Bucureşti, 14—15 Noembrie 1953.

Dimpotrivă în regiunile cablurilor și canalizațiilor în care liniile de curent părăsesc metalul pătrunzând în sol, curentul electric este format dintr'un flux de cationi metalici care migrează din rețeaua cristalină a metalului în sol. Această migrație de cationi metalici în sol, are drept efect corodarea rețelei, corodare care poate merge până la perforarea rețelei. Migrația cationilor din metal în sol, are loc dealungul liniilor de curent, sub acțiunea câmpului electromotor, stabilit în sol între sursele ce debitează și sursele ce absorb curent.

Zonele de cedare a curentului funcționează așadar anodic. Ele se numesc *zone anodice* și se caracterizează prin faptul că sunt expuse la coroziune.

Un fenomen asemănător se întâmplă și în cazul când în solul orașelor se află o rețea de alimentare cu energie electrică cu neutrul prost izolat sau neizolat. Conductorul „neutru" are în fapt întotdeauna o polaritate pozitivă sau negativă, funcțiune de dezechilibrul în încărcarea conductorilor pozitivi sau negativi.

Anumite zone ale rețelei de conductori neutri funcționează ca surse care debitează curent în sol, pe când altele funcționează ca surse care absorb curent din sol. Intre sursele debitante și absorbante se stabilește și în acest caz un câmp de curenți care străbate solul, liniile de curent concentrându-se în rețelele metalice care constitue zonele de minimă rezistivitate. Și aci zonele de captare depe canalizații sunt protejate, dată fiind funcțiunea lor catodică, iar zonele de cedare a curentului se corodează, funcționând anodic.

Indiferent de condițiile de formare ale câmpului de curenți de dispersie, vitesa de corodare în fiecare punct al zonelor anodice ale rețelelor metalice este o funcțiune de densitatea curentului electric în acel punct. Heterogeneitatea extrem de marcată a solului și în special a distribuției rezistivității are drept efect concentrarea eșirii liniilor de curent în anumite puncte, corespunzătoare unor drumuri de minimă rezistență pentru curentul electric. Astfel se explică pentru ce coroziunea rețelelor are loc în general în câteva puncte discret repartizate și numai arareori cuprinde în mod uniform toată suprafața rețelei.

Determinarea precisă a punctelor în care va avea loc coroziunea, ar putea fi făcută numai în ipoteza cunoașterii exacte a distribuției heterogeneităților de rezistivitate în toate punctele solului, ceeace practic este cu totul imposibil de realizat atât prin calcul cât și experimental. Ceeace se poate prevedea și determina experimental, este numai distribuția zonelor anodice și catodice și probabilitatea pericolului în diferite părți ale zonei anodice. In modul teoretic cel mai general, problema dispersiei curenților într'un sol heterogen se pune în felul următor:

Fie un sistem de m surse, practic punctuale I_j care debitează sau absorb curent din sol. Admițând în primă aproximație că solul este un mediu heterogen, liniar și izotrop, în care forțele electromotoare de contact sau polarizație dintre diferitele zone de discontinuitate sunt neglijabile, se poate scrie că potențialul într'un punct $x, y, z,$ este

$$V = \sum_{j=1}^{j=m} P_j I_j \qquad (1)$$

în care coeficienții de repartiție:

$$P_j = \frac{\partial V}{\partial I_j} \qquad (2)$$

sunt funcțiuni de poziția relativă a punctului $x, j, z,$ față de sursa I_j și față de suprafețele de discontinuitate, dar nu depind de mărimea surselor I_j.

Este evident că pentru sursele I_j mobile, coeficienții de repartiție P_j sunt funcțiune și de timp

In orice punct al solului (inclusiv rețelele metalice) câmpul electric este:

$$E = -\operatorname{grad} V = -\operatorname{grad}\left(\sum_{j=1}^{m} P_j I_j\right) \qquad (3)$$

Fie t numărul suprafețelor ce separă zonele de rezistivități diferite. Pe fiecare din aceste suprafețe $S_1, S_2 \ldots S_h \ldots S_t$, apare o densitate de sarcină:

$$\sigma_h = \frac{1}{4\pi} \operatorname{Div} E_h. \qquad (4)$$

Simbolul Div reprezintă divergența superficială.

Evident, în virtutea linearității mediului,

$$\sigma_h = \sum_{j=1}^{m} \tau_{hj} I_j \qquad (5)$$

în care

$$\tau_{hj} = \frac{\partial \sigma_h}{\partial I_j} \qquad (6)$$

sau

$$\tau_{hj} = -\frac{1}{4\pi} \operatorname{Div} \operatorname{grad} P_{hj}. \qquad (7)$$

Se vede ușor că într'un punct oarecare al solului

$$P_j = \frac{1}{4\pi}\left[\frac{\rho_j}{d_j} + \sum_{h=1}^{t} \iint_{S_h} \frac{\operatorname{Div} \operatorname{grad} P_{hj}}{d_h}\, dS_h\right] \qquad (8)$$

în care ρ_j este rezistivitatea în jurul sursei I_j;

d_j — distanța dela sursa I_j până la punctul considerat;

d_h — distanța dela un punct al suprafeței de separații S_h până la punctul considerat.

Să considerăm acum în mediul dat un sistem de t puncte $M_1, M_2, \ldots M_i \ldots M_t$, așezate pe cele t suprafețe de separație ale zonelor de rezistivități diferite. In fiecare punct M_i vom avea pentru fiecare sursă I_j câte un coeficient:

$$P_{ij} = \frac{1}{4\pi}\left[\frac{\rho_j}{d_{ij}} + \sum_{h=1}^{t} \iint_{S_h} \frac{-\operatorname{Div} \operatorname{grad} P_{hj}}{d_{ih}}\, dS_h.\right] \qquad (9)$$

Pentru cele m surse vom avea în fiecare punct câte m relații de forma celei de mai sus, deci pentru cele t puncte avem în total mt ecjauții.

Rezolvând sistemul de mt ecuații integro-diferențiale vom putea determina valoarea tiuturor coeficienților.

$$P_{ij}\begin{pmatrix} i = 1,2,\ldots t \\ j = 1,2,\ldots m \end{pmatrix} \qquad (10)$$

Cunoscând valorile P_{ij} și intensitățile surselor se poate determina potențialul V, pe oricare din suprafețele de separație, inclusiv pe suprafețele de separație dintre canalizații și sol, dintre cabluri și sol, respectiv dintre șine de tracțiune și sol.

Rezolvarea unui astfel de sistem de ecuații integro-diferențiale, devine practic imposibilă deîndată ce numărul suprafețelor de discontinuitate este ceva mai mare, sau forma lor devine mai complicată.

Este deci greu de imaginat cum calculul direct ar putea fi folosit la determinarea condițiilor corozive produse pe o rețea de cabluri de exemplu, foarte buclată, de către o rețea de tracțiune electrică deasemeni foarte buclată.

Totuși acest calcul ne arată în mod precis importanța relativă a diferiților parametri în o serie de cazuri simplificate. Rezultatele obținute prin calculul riguros al acestor cazuri simplificate, sunt foarte prețioase pentru alegerea unui punct de vedere just, în ceeace privește modul cel mai indicat de protecție împotriva coroziunii prin curenți de dispersie.

Fără a intra în detaliile calculelor, vom arăta prin câteva diagrame concluziile la care am ajuns aplicând metoda de mai sus în cazul paralelismului între un cablu subteran neizolat, pe care se află surse electrice și un alt cablu, deasemeni neizolat, supus acțiunii celui dintâi, într'un sol de rezistivitate constantă.

In figura 1 se arată variația densității de curent pe unul din cable, în funcție de raportul dintre rezistența liniară r_1 a cablului purtător de surse și rezistivitatea ρ a solului.

In figura 2 se arată variația densității de curent, în funcție de raportul dintre rezistența liniară r_2 a cablului fără surse și rezistivitatea ρ a solului. Este de remarcat că dacă rezistența liniară r_2, a cablului scade sub o anumită limită densitatea de curent rămâne constantă, deci chiar în cazul unui cablu perfect conductor acesta nu captează totalitatea curentului din sol.

In figura 3 se arată variația densității curentului captat de un cablu din sol, în funcție de distanța dintre acest cablu și cablul ce conține sursele de curent. Se vede că acesată variație în funcție de distanță, urmează o lege de descreștere suficient de lentă.

Tot aceste calcule mai scot în evidență rolul neînsemnat pe care îl joacă diametrul canalizațiilor în mărimea curenților de schimb cu solul, precum și faptul că pentru aceeași distanță, densitatea maximă a curentului de schimb se obține în cazul când conductorul care produce câmpul de dispersie și conductorul care

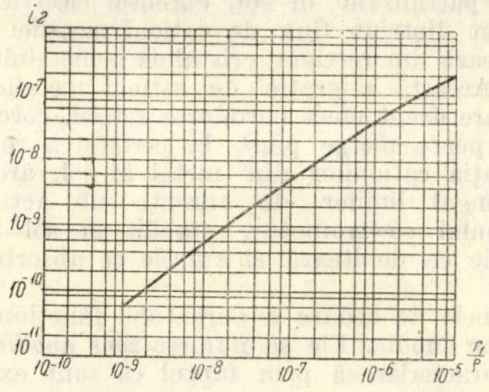


Fig. Variația densității de curent pe unul din cable în funcție de raportul dintre rezistența liniară r_1 a cablului purtător de surse și rezistivitatea ρ a solului

absoarbe curenții de dispersie se află în același plan vertical.

Un alt rezultat obținut prin metoda de calcul arătată mai sus este prezentat în figura 4.

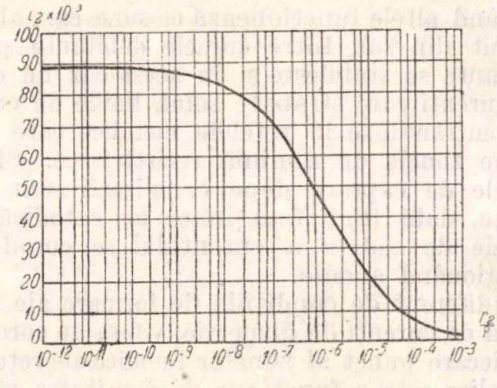


Fig. 2. Variația densității de curent în funcție de raportul dintre rezistența liniară r_2 a cablului fără surse și rezistivitatea ρ a solului

Aci se arată repartiția densității de curent pe un cablul, în funcție de distanța față de o

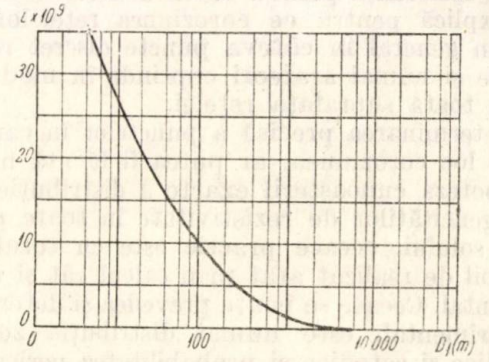


Fig. 3. Variația densității curentului captat de un cablul din sol în funcție de distanța dintre acest cablu și cablul ce conține sursele de curent (D).

sursă de 1 A, așezată pe o cale ferată simplă, paralelă cu cablul. Prima curbă, este trasată

în ipoteza unei rezistivități a solului de 500 Ω—m, iar cea de a doua în ipoteza unei rezistivități a solului de 50 000 Ω—m. Se vede că prin mărirea rezistivității solului, pe deoparte se

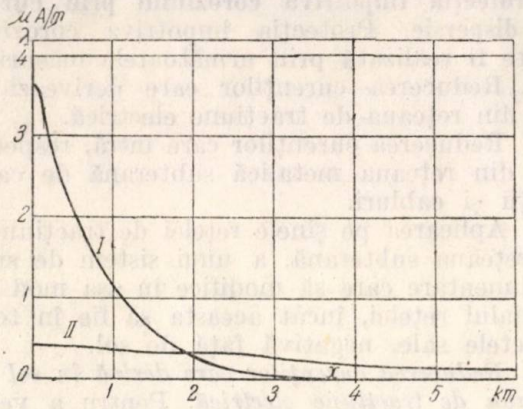


Fig. 4. Repartiția densității de curent pe un cablu în funcț.e de distanța față de o sursă de 1A așezată pe o cale ferată simplă, paralelă cu cablul. Curba I pentru un sol de rezistivitate 500 Ω—m, curba II pentru un sol de rezistivitate 50 000 Ω—m.

micșorează densitatea curentului absorbit, dar pe de altă parte se mărește suprafața zonei pe care se efectuează schimbul de curent.

Aceeași metodă de calcul ne arată cum variază potențialul și densitatea de curent de

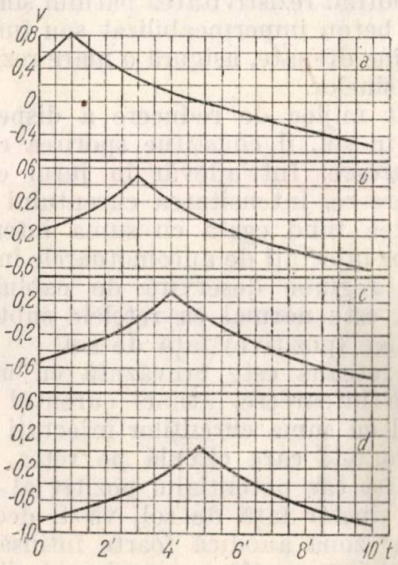


Fig. 5. Variația densității de curent în funcție de timp pe un cablu din vecinătatea unei linii simple de cale ferată electrificată parcursă de un singur automotor cu viteză și sarcină presupusă constantă; distanțele față de cablul de întoarcere sunt: a — 3 km; b — 2 km: c—1 km: d—0,2 km.

schimb între rețelele subterane și sol în funcție de densitatea automotoarelor pe linia de tracțiune electrică.

In figura 5 se vede variația densității de curent în funcție de timp pe un cablu din vecinătatea unei linii simple de cale ferată electrificată parcursă de un singur automotor cu viteză și sarcină presupusă constantă. Se observă că în acest caz, cablul capătă în timp potențiale pozitive și negative.

In figura 6 se arată potențialul unui cablu din vecinătatea une linii de tracțiune pe care se succed la intervale scurte un număr mare de automotoare. Se observă că în acest caz în punctele din apropierea cablului de întoarcere, cablul păstrează un potențial net pozitiv. In zonele depărtate de cablele de întoarcere, ele păstrează un potențial net negativ. Intre aceste zone, se află o a treia zonă în care potențialul cablului este alternant pozitiv și negativ. Zona alternantă este cu atât mai îngustă cu cât numărul automotoarelor este mai mare și intervalul la care se succed este mai scurt.

Calculul fenomenelor de dispersie a curentului electric în sol, în complexitatea condițiilor reale este practic vorbind, imposibil de executat apriori, întrucât numărul parametrilor implicați este enorm de mare, conducând la ecuații foarte complicate a căror integrare este cu totul dificilă.

Aceste calcule își păstrează însă o incontestabilă valoare teoretică, ele precizând pe deoparte modul în care trebue pusă problema, iar pe de altă parte prin aplicarea lor, în cazul unor exemple simplificate, este posibil să se cunoască în mod corect importanța diferiților parametri.

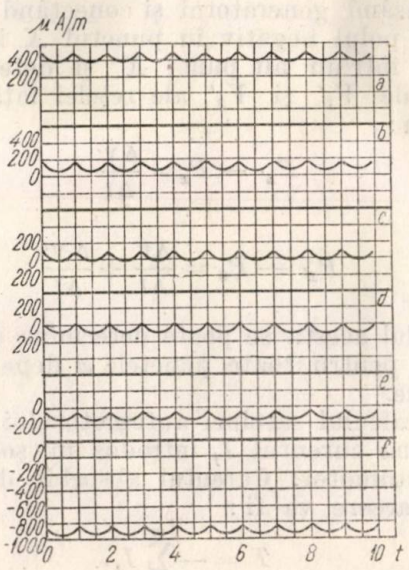


Fig. 6. Potențialul unui cablu din vecinătatea unei linii de tracțiune pe care se succed la intervale scurte un număr mare de automotoare; distanța față de cablul de întoarcere: a—1,8 km: b—1,1 km; c—1 km; d—0,9 km; e—0,8 km; f—0,2 km.

Importanța măsurătorilor pe teren. Coeficienții de repartiție pot fi ușor determinați prin măsurători.

Astfel dacă este vorba de o linie ferată în curs de electrificare, coeficienții de repartiție P_{ij} pot fi determinați pentru diferitele poziții ale unei surse mobile față de un punct oarecare depe rețeaua de conducte și cable.

Intrucât această metodă nu am găsit-o încă relatată în literatură, cred că este util ca ea să fie supusă discuției.

Intr'un punct al liniei de tracțiune unde se va instala cablul de întoarcere, se conectează polul negativ al unei surse de curent continuu, de exemplu un grup electrogen. Polul pozitiv se aplică într'un punct x depe șină, prin intermediul unui ampermetru.

Intr'un punct M al rețelei subterane se determină potențialul acesteia față de sol pentru două valori I_1 și I_2 ale curentului injectat în șină. Evident potențialele față de sol vor fi :

$$V_1 = P_x I_1 - P_0 I_1 \tag{11}$$

$$V_2 = P_x I_2 - P_0 I_2 \tag{12}$$

P_x este coeficientul de repartiție asociat sursei aplicate pe șină în punctul X, iar P_0 este cel asociat punctului în care se presupune a se instala cablul de întoarcere. Notând :

$$\Delta V = V_2 - V_1 \tag{13}$$

$$\Delta I = I_2 - I_1 \tag{14}$$

$$P_x - P_0 = \frac{\Delta V}{\Delta I} . \tag{15}$$

Deplasând generatorul și conectând de data aceasta polul negativ în punctul X iar polul pozitiv într'un alt punct X' și determinând potențiale V_1' și V_2' ale rețelei față de sol obținem :

$$P_{x'} - P_x = \frac{\Delta V'}{\Delta I} \tag{16}$$

deci

$$P_{x'} - P_0 = \frac{\Delta V}{\Delta I} + \frac{\Delta V'}{\Delta I} \tag{17}$$

In felul acesta se poate determina diferența $P_x - P_0$ pentru toate punctele x depe linia de tracțiune.

Din calculul sarcinei automotorului se poate determina curentul I_j introdus în sol de fiecare automotor. Curentul absorbit de cablul de întoarcere va fi :

$$T = -\sum_{j=1}^{m} I_j . \tag{18}$$

Potențialul produs de cele m automotoare pe suprafața rețelei în punctul în care s'a făcut determinarea va fi :

$$V = P_1 I_1 + P_2 I_2 + \ldots + P_j I_j + \ldots + P_m I_m - P_0 T \tag{19}$$

sau

$$V = (P_1 - P_0) I_1 + (P_2 - P_0) I_2 + \ldots + (P_j - P_0) I_j + \ldots + (P_m - P_0) I_m . \tag{20}$$

Intrucât termenii $(P_1 - P_0)$ au fost determinați prin măsurătorile mai sus arătate potențialul în orice punct al rețelei poate fi calculat cu ușurință.

Determinarea potențialelor între rețeaua metalică și sol se face cu ajutorul unui voltmetru de mare rezistență interioară, iar contactul cu solul necesită un electrod neplolarizabil.

Protecția împotriva coroziunii prin curenți de dispersie. Protecția împotriva coroziunii poate fi realizată prin următoarele măsuri :

1. Reducerea curenților care derivează în sol, din rețeaua de tracțiune electrică.

2. Reducerea curenților care intră, respectiv ies, din rețeaua metalică subterană de canalizații și cabluri.

3. Aplicarea pe șinele rețelei de tracțiune și pe rețeaua subterană, a unui sistem de surse suplimentare care să modifice în așa mod potențialul rețelei, încât aceasta să fie în toate punctele sale, negativă față de sol.

1. *Reducerea curenților care derivă în sol din rețeaua de tracțiune electrică.* Pentru a vedea mijloacele prin care se pot reduce la minimum curenții care dispersează în sol, este instructiv să examinăm diagrama din figura 1. Se vede că densitatea curentului derivat este cu atât mai mică cu cât raportul rezistenței liniare a șinei, către rezistivitatea solului este mai mic. Vom putea deci reduce dispersia curentului în sol, sporind conductivitatea șinelor prin alegerea unui oțel corespunzător și prin asigurarea unei cât mai bune continuități a acestora. Deasemeni se poate reduce dispersia curenților în sol, sporind rezistivitatea patului șinei. Fundații de beton impermeabilizat sau fundații de balast bine drenate, asigură o mare rezistivitate patului șinelor.

Un alt mijloc de reducere a dispersiei curenților în sol, îl constitue sporirea cablurilor de întoarcere. Intr'adevăr în jurul cablurilor de întoarcere, intensitatea curentului absorbit de acestea fiind egală cu suma intensităților curenților injectați de automotoarele înșirate pe întreaga regiune deservită de cablul de întoarcere, este normal ca rețelele subterane să fie anodice (pozitive) față de sol.

Dacă rețeaua este prevăzută cu un singur cablu de întoarcere, atunci curentul absorbit este egal cu suma curenților injectați de toate automotoarele care circulă pe rețea. Evident că în acest caz potențialul pozitiv al canalizațiilor și șinelor față de sol, va fi deosebit de mare, iar zona anodică foarte întinsă.

Dimpotrivă, cu cât numărul cablurilor de întoarce este mai mare, cu atât curentul absorbit de aceste cabluri este mai mic și în consecință atât potențialul cablelor față de sol cât și suprafața zonei anodice vor fi mai reduse.

Calculele executate pe baza unor ipoteze simplificatoare, arată că pentru o reducere la jumătate a intensității curentului din cablul de întoarcere, potențialul pozitiv al rețelelor se reduce într'o măsură mult mai mare, de circa 4 ori.

Este deci indicat să se sporească pe cât posibil numărul cablurilor de întoarcere.

Dimensionarea cablurilor de întoarcere trebue deasemeni făcută cât mai judicios. In zonele

în care densitatea automotoarelor este maximă, este normal ca prin cablurile de întoarcere să se întoarcă un curent mult mai mare decât prin cablurile aşezate în zone în care şi curentul introdus de automotoare este mic.

Amplasarea cablurilor de întoarcere trebue deasemeni făcută în modul cel mai raţional, evitându-se zonele în care există o mare aglomerare de reţele subterane.

Prin sporirea numărului substaţiilor de alimentare se obţine o soluţie mai flexibilă în ceeace priveşte distribuţia, amplasarea şi dimensionarea cablurilor de întoarcere

Dată fiind gravitatea efectelor coroziunii reţelelor subterane de cabluri şi conducte, a fost necesară reglementarea prin prescripţiuni oficiale a măsurilor ce urmează să le ia întreprinderile de tracţiune electrică pentru diminuarea dispersiei curenţilor în sol.

In Republica Populară Română, măsurile de protecţie ce urmează a fi luate de întreprinderile de transporturi au caracter obligatoriu, fiind reglementate prin Standardul de Stat 833-49.

Acest standard, prevede condiţii precise în ceeace priveşte continuitatea şinelor, rezistenţa lor pe unitatea de lungime, execuţia îmbinărilor şi rezistenţa lor, precum şi asupra cablurilor de întoarcere.

Acest standard trebue popularizat atât printre tehnicienii şi inginerii întreprinderilor de tracţiune electrică, cât şi printre tehnicienii şi inginerii întreprinderilor de exploatare de reţele de gaze, apă, energie electrică. Este necesar deasemeni să se execute un control serios pe teren, pentru a se constata modul cum se aplică acest standard. In sprijinul acestei acţiuni, este nevoe ca întreprinderile să fie echipate cu aparatajul de măsură adecvat, iar planurile de aprovizionare să cuprindă materialele necesare pentru realizarea condiţiilor prescrise de STAS.

2. *Reducerea curenţilor captaţi de reţelele subterane.* Aşa cum se vede din figura 2, curenţii captaţi de reţelele subterane, scad cu cât raportul rezistenţei liniare a canalizaţiilor sau cablurilor faţă de rezistivitatea solului este mai mare.

Sporirea acestei rezistenţe liniare poate fi obţinută prin întreruperea continuităţii reţelelor prin introducerea de joncţiuni izolante. Literatura sovietică cuprinde diferite metode foarte practice de execuţie a joncţiunilor izolante.

S'ar părea că o măsură utilă pentru reducerea curenţilor absorbiţi de reţelele subterane ar consta în izolarea lor prin învelişuri izolante.

Acest procedeu este însă susceptibil la următoarea obiecţie :

Izolaţiile folosite în mod obişnuit în practică nu asigură o separare electrică perfectă a reţelei de sol, ci numai introduc între reţea şi sol o zonă de mare rezistivitate. In zona catodică, reţeaua captează în acest caz un oarecare curent, este drept mult mai mic decât dacă nu ar fi existat izolaţia In schimb, însă în zona anodică, reţeaua cedează acest curent solului în cea mai mare măsură, prin locurile în care învelişul izolant este deteriorat.

Suprafeţelele de eşire a curentului fiind în acest caz foarte mici, densitatea de curent şi deci viteza de coroziune capătă valori considerabile, deşi intensitatea curentului total intodus este relativ mică.

Folosirea învelişurilor izolante în zona catodică poate fi deci recomandabilă, în schimb în zona anodică de eşire, protejarea reţelelor prin învelişuri poate fi mai periculoasă decât lăsarea lor neizolate.

Dacă se aplică însă pe lângă învelişurile izolante şi drenaj sau protecţie catodică, învelişurile izolante devin un auxiliar preţios în apărarea canalizaţiilor şi cablurilor.

3. *Protecţia prin surse suplimentare convenabil distribuite.* Fie V potenţialul faţă de sol al reţelei subterane de cabluri sau canalizaţi. In zona anodică vom avea :

$$V = \sum_{j=1}^{m} P_j I_j > 0 . \qquad (21)$$

Presupunem un sistem de s surse suplimentare de intensitate $H_1, H_2 \ldots H_r \ldots H_s$, convenabil repartizate.

Potenţialul V se va modofica la valoarea :

$$V' = \sum_{j=1}^{m} P_j I_j + \sum_{r=1}^{s} D_r H_r . \qquad (22)$$

Potenţialul suferă deci sub acţiunea acestor surse o corecţie

$$C = V' - V = \sum_{r=1}^{s} D_r H_r \qquad (23)$$

în care :

$$D_r = \frac{\partial C}{\partial H_r} . \qquad (24)$$

Se poate realiza o distribuţie a poziţiei surselor şi a mărimii lor în aşa fel încât corecţia

$$C = \sum_{r=1}^{s} D_r H_r \qquad (25)$$

să aducă potenţialul iniţial V, exact la valoarea necesară pentru ca reţeaua să fie pe toată întinderea ei uşor negativă faţă de sol.

Un astfel de sistem de surse suplimentare capabil să modifice potenţialul reţelei subterane faţă de sol, la o valoare negativă suficientă pentru a asigura protecţia, se poate obţine prin metoda drenajului simplu sau a drenajului forţat.

Metoda drenajului. Drenajul simplu constă în realizarea unei conexiuni metalice, de mică rezistenţă, între punctul cu cel mai mare potenţial anodic faţă de sol şi cel mai

apropiat punct al şinei. Drenajul se execută aşadar în însăşi centrul zonei anodice al reţelei, iar punctul de conexiune la şină se află în general în vecinătatea centrului de întoarcere.

Datorită diferenţei de potenţial dintre reţea şi şinele liniei de tracţiune, prin conexiunea de drenaj va circula un curent în direcţia reţea-şină. Acest curent este echivalent cu o sursă $-H$ aplicată pe reţea şi o sursă $+H$ aplicată pe şină. Corecţia produsă va fi :

$$C = D_+ H + D_- (-H) = DH. \qquad (26)$$

Dacă se întâmplă ca prin legătura de drenaj, corecţia adusă să fie exagerat de mare, potenţialul reţea-sol luând valori atât de mari încât să pericliteze celelalte reţele, se înserează în serie cu conexiunea de drenaj o rezistenţă judicios aleasă, care să limiteze curentul la o valoare capabilă să producă corecţia de potenţial dorită.

Dimpotrivă, dacă prin drenaj se obţine o corecţie insuficientă a potenţialului reţea-sol, se conectează în serie cu conexiunea de drenaj o sursă auxiliară de curent, de obiceiu un redresor, mai rar baterii de acumulatori.

Polul negativ al redresorului se conectează la reţeaua subterană, iar polul pozitiv la şină. Se reglează intensitatea de lucru a curentului redresorului în aşa fel încât prin conexiunea de drenaj să se scurgă exact curentul H, necesar pentru a produce corecţia C, dorită în acel punct. Acest tip de drenaj se numeşte şi drenaj forţat.

Un factor important în acţiunea drenajului, îl constitue întinderea zonei pe care el produce o modificare eficace a potenţialului reţelei. Dacă rezistivitatea în jurul reţelei drenate este mică, eficacitatea drenajului se manifestă pe lungimi de reţea relativ scurte. In acest caz este indicat să se multiplice conexiunile de drenaj în alte puncte ale zonei anodice, aşa ca să se obţină un potenţial negativ faţă de sol pe întreaga zonă a reţelei, deci să se elimine zonele anodice depe suprafaţa ei.

Drenajul simplu este periculos în zona alternantă dintre zona anodică şi cea catodică, deoarece în cazul când reţeaua devine negativă faţă de sol, s'ar introduce curenţi suplimentari în sol. Pentru evitarea acestui neajuns se intercalează în serie cu conexiunea de drenaj celule de redresori, care interzic trecerea curentului de drenaj dinspre şină spre canalizaţie. Acest tip de drenaj este cunoscut sub numele de drenaj polarizat. Polarizarea drenajului se poate realiza şi prin intercalarea unor relee speciale.

Tehnica sovietică a pus la dispoziţie variate tipuri de echipament de polarizare a drenajului. Tipurile cele mai moderne sunt descrise în lucrarea sovietică recent apărută în editura Sviazizdat : „Protecţia cablurilor urbane şi interurbane de telecomunicaţii împotriva coroziunii" de Mihailov şi colaboratorii.

Eficienţa drenajului este mult sporită, dacă reţeaua subterană este prevăzută cu un înveliş izolant. Intr'adevăr prezenţa învelişului de mare rezistivitate, are drept efect lărgirea zonei protejate.

In unele cazuri, câmpul de dispersie produs de linia de tracţiune se manifestă la distanţe apreciabile de şinele liniei de tracţiune. In acest caz protecţia prin drenaj nu mai este aplicabilă, reţeaua subterană fiind îndepărtată de şine.

In aceste condiţii se poate realiza apărarea reţelelor prin aşa numita protecţie catodică. Polul negativ al unei surse de curent continuu — de exemplu eşirea unui redresor — se conectează la reţea, pe când polul pozitiv se conectează la o priză — anodă — fie consumabilă, fie confecţionată dintr'un material necorosiv (oţel inoxidabil, grafit). Ca şi în cazul drenajului, sursa absorbantă depe reţea şi cea debitantă din sol — anoda — creează pe întreaga suprafaţă a reţelei un potenţial negativ faţă de sol, imprimând astfel reţelei funcţiunea catodică.

Coroziunea prin curenţi dispersaţi din reţelele de alimentare cu energie electrică în curent continuu. Reţelele de alimentare în curent continuu sistem Dolivo-Dobrovolschi, produc câmpuri intense de curenţi de dispersie, dacă neutrul este neizolat sau prost izolat.

Intr'adevăr datorită desechilibrelor de încărcare dintre puntea pozitivă şi cea negativă, firul „neutru" are întotdeauna o polaritate pozitivă sau negativă.

Uneori curenţii purtaţi de conductorul „neutru" se ridică la multe zeci de amperi. Aceşti curenţi creează un câmp de curenţi de dispersie care se concentrează pe reţelele de cable şi canalizaţii.

Metoda drenajelor nu poate fi aplicată cu succes în acest caz, deoarece polaritatea şi încărcarea „neutrului" variază în mod foarte capricios în funcţie de desechilibrul dintre punţi, desechilibru care depinde de factori fortuiţi, variabili în timp. Zonele anodice şi catodice neavând o poziţie fixă, executarea conexiunilor de drenaj nu poate fi efectuată.

Singura soluţie constă în abandonarea reţelelor de acest tip — în general de construcţie foarte veche — sau în cel mai rău caz tragerea conductorului „neutru" aerian.

Combinarea diferitelor metode de protecţie. Folosirea unei singure metode de protecţie nu este niciodată suficientă pentru a asigura reţelele subterane împotriva coroziunii.

Pentru a putea proteja în mod eficace cablurile şi canalizaţiile împotriva coroziunii, este necesar să se ia un întreg ansamblu de măsuri protective.

O reţea de tracţiune cu continuitatea şinelor în bună stare şi cu o rezistenţă liniară scăzută pozată pe o fundaţie de mare rezistivitate, permite o corectă funcţionare a cablurilor de întoarcere. Sporirea numărului substaţiilor dă posibilitatea unei juste amplasări a cablurilor de întoarcere şi multiplicarea numărului lor.

Deci se vede cum pe deoparte măsurile care urmează a fi luate asupra liniei de tracţiune,

constitue un ansamblu de remedii interdependente. Neglijarea unuia din aceste remedii, are consecinţe asupra eficacităţii celorlalte.

Şi măsurile luate asupra reţelelor subterane sunt legate atât între ele, cât şi de măsurile luate asupra reţelei de tracţiune.

Astfel, protecţia prin învelişuri izolante este uneori chiar periculoasă, dacă este folosită ca măsură protectivă unică. Dimpotrivă asociată metodei drenajului simplu sau forţat, ea dă rezultate excelente. In acelaş timp, drenajul aplicat ca metodă protectivă unică nu este nici el întotdeauna eficace. Dacă însă el se aplică asupra unei reţele subterane bine izolate şi asupra unei linii de tracţiune electrică bine întreţinută şi cu cabluri de întoarcere suficiente, el constitue o excelentă măsură protectivă care poate duce până la lichidarea pericolului coroziunii.

Diferitele întreprinderi care posedă reţele subterane, trebue să-şi coordoneze reciproc măsurile de protecţie luate pentru ca prin protejarea unei reţele să nu se pericliteze celelalte reţele învecinate.

Coordonarea tuturor metodelor de protecţie nu poate fi realizată decât printr'o colaborare permanentă şi cât mai strânsă între toate întreprinderile interesate.

Necesitatea măsurătorilor periodice. Pentru executarea protecţiei canalizaţiilor, este necesar o corectă cunoaştere a dispersiei curenţilor în sol. Pentru aceasta este necesară măsurarea amănunţită a diferenţei de potenţial atât dintre diferitele reţele subterane şi sol cât şi a diferenţelor de potenţial dintre reţelele subterane şi şinele liniei de tracţiune, sau dintre aceste reţele.

Măsurarea diferenţelor de potenţial dintre diferitele reţele se execută cu uşurinţă cu ajutorul unui voltmetru obişnuit cu zero median. Măsurarea diferenţelor de potenţial dintre reţelele subterane şi sol necesită un electrod nepolarizabil pentru contactul cu solul şi un voltmetru cu zero median de foarte mare rezistenţă interioară. Indicaţii suplimentare asupra distribuţiei curenţilor în sol pot fi date de următoarele măsurări :

— căderea de tensiune pe metru de cablu sau conductă ;

— căderea de tensiune pe metru de şină ;

— profilul potenţialului dealungul reţelei ;

— harta componentei orizontale a câmpului electric.

Odată stabilite prin măsurători în mod cât mai corect zonele anodice ale cablurilor şi canalizaţiilor, se poate proceda la instalarea drenajelor în punctele în care potenţialul dintre reţea şi sol are valorile pozitive maxime.

Măsurătorile de distribuţie a curenţilor în sol nu trebue să aibă un caracter ocazional, cu prilejul constatării unor defecte grave sau cu prilejul instalării unor noi dispozitive de protecţie, ci ele trebue executate în mod permanent după un program de verificări perioadice judicios întocmit.

Intr'adevăr solul este un mediu în permanentă schimbare, rezistivitatea lui variind între limite largi în funcţie de umiditate şi temperatură. Distribuţia curenţilor de dispersie este într'o continuă transformare, atât datorită modificărilor în încărcarea reţelei cât şi a continuităţii şinelor. Solul are deasemeni o acţiune de distrugere a învelişului izolant al reţelelor.

Orice soluţie protectivă reprezintă aşadar o măsură eficace la un moment dat. Pentru ca să fie eficace şi în timp, ea trebue ajustată periodic în funcţie de modificările distribuţiei câmpului de dispersie produse de evoluţia condiţiilor din sol.

Un alt rol al măsurătorilor este de a verifica în permanenţă buna funcţionare a instalaţiilor de protecţie cum ar fi drenajele, etc.

Experienţa diferitelor reţele subterane a arătat că acele reţele care sunt periodic supraveghiate prin măsurători executate de un personal special afectat, bine instruit şi cu o bogată practică de teren, sunt în general apărate împotriva efectelor corozive ale curenţilor de dispersie. Dimpotrivă reţelele nesupraveghiate sunt întotdeauna susceptibile de a suferi degradări grave.

Colaborarea între administraţiile interesate. Coordonarea măsurilor de investigaţie a câmpului de dispersie din sol şi a măsurilor de protecţie împotriva efectelor nocive ale acestui câmp, necesită o strânsă colaborare între toate întreprinderile care deţin reţele de linii de tracţiune sau reţele de cabluri sau canalizaţii metalice subterane.

Această colaborare trebue să aibă un caracter operativ extins la o serie de studii şi măsuri luate pe teren şi nu un caracter birocratic.

Executarea măsurătorilor în comun pe baza unei aparaturi standardizate şi a unor metode de măsură standardizate este de natură să dea o situaţie completă nu numai a schimburilor de curenţi dintre diferite reţele subterane şi reţeaua de tracţiune ci şi a schimburilor de curent între diferitele reţele subterane.

Ţinerea unei evidenţe comune a rezultatelor măsurătorilor va putea preciza zonele cel mai expuse la coroziune, zone în care se concentrează majoritatea condiţiilor severe şi a deranjamentelor, punându-se astfel în evidenţă necesitatea sporirii supravegherii şi protecţiei în aceste puncte.

Contactul strâns între administraţii va permite să se semnaleze deasemeni deîndată producerea deranjamentelor depe liniile reţelei de tracţiune electrică, dându-se astfel posibilitatea rapidei lor înlăturări, mai ales în punctele în care aceste deranjamente ar prezenta simultan un pericol pentru mai multe reţele subterane.

Deasemeni se va putea instala protecţia cea mai potrivită fiecărei reţele, capabilă de a asigura o apărare eficientă fără a perturba celelalte reţele.

Tot în cadrul acestei colaborări se va putea desvolta schimbul de experienţă, ridicarea nivelului de cunoştinţe al specialiştilor, instruirea de noi cadre, elaborarea de noi metode şi aparaturi de măsură, ca şi de noi instalaţii protective.

În această privință Asociația Științifică a Inginerilor și Tehnicienilor are un rol important, ea fiind organul cel mai competent să strângă laolaltă pe toți tehnicienii și inginerii interesați în această problemă indiferent de locul de producție, în scopul de a se pune bazele unei colaborări trainice și operative, în scopul unei cât mai eficace apărări a avutului obștesc.

★

ЗАЩИТА ПОДЗЕМНЫХ КАБЕЛЬНЫХ СЕТЕЙ И МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ТРУБОПРОВОДОВ ОТ КОРРОЗИИ БЛУЖДАЮЩИМИ ТОКАМИ

Резюме

Излагается теория коррозии блуждающими токами, способ определения коэффициентов распределения, методы защиты а также и порядок комбинирования изложенных защитных методов для получения наилучших результатов. В статье указывается на необходимость периодических измерений и сотрудничества между заинтересованными организациями.

PROBLEME ALE MODULAȚIEI IN IMPULSURI

Conf. ing. R. STERE

In articol se prezintă mai întâi diferite forme de impulsuri ce se întâlnesc în radiotehnică și se indică mărimile ce le caracterizează; se demonstrează avantajele energetice ale funcționării emițătorilor în impuls, arătându-se totodată și factorii fizici care ușurează această funcționare. Se introduce după aceea noțiunea de funcție spectrală a impulsurilor, pe baza seriei și integralei Fourier și se dau funcțiile spectrale ale câtorva impulsuri tipice. Se studiază în continuare, problema lărgimii de bandă necesară pentru trecerea nedeformată a impulsurilor; stabilindu-se legătura ce există între lărgimea de bandă a unui sistem și durata frontului impulsului la ieșirea din sistem. In sfârșit, se analizează pe rând diferitele forme ale modulației impulsurilor, în special Modulația Impulsurilor în Amplitudine (MIA), Modulația Impulsurilor în Lărgime (MIL) și Modulația Impulsurilor în Poziție (MIP), arătându-se caracteristicele, avantajele și dezavantajele fiecăruia dintre sisteme ca metodă de modulație în radiorelee.

I. Forme de impulsuri. Vom numi impuls de curent sau de tensiune, fenomenul de variație a curentului sau tensiunii într'un timp a cărui durată este mică față de timpul de observare, (deobicei perioada de repetiție a fenomenului) și după trecerea căruia mărimea curentului sau tensiunii capătă valoarea sa inițială. Analitic acest fenomen se poate reprezenta sub forma unei funcții $f(t)$, diferită de zero (sau de o mărime constantă) numai pentru un mic interval de timp t_i, durata impulsului.

In radiotehnică se întâlnesc două forme mai importante de impulsuri : *impulsuri video* și *impulsuri radio*. Prin impulsuri *video*, sau impulsuri de curent continuu, înțelegem impulsurile care se caracterizează printr'o foarte rapidă variație a mărimii tensiunii sau curentului numai la începutul sau la sfârșitul impulsului. In decursul unei importante părți a impulsului însă, viteza de variație a mărimii impulsului este relativ mică, mai precis, pe durata t_i a impulsului, curentul sau tensiunea nu au un caracter oscilant. In figura 1 sunt arătate câteva tipuri de impulsuri video (dreptunghiular, trapezoidal, triunghiular, clopot și exponențial), toate de aceeași durată. Cele mai răspândite în radiotehnică sunt impulsurile trapezoidale, de formă apropiată de cea dreptunghiulară. Asemenea impulsuri se caracterizează prin existența unei porțiuni plate (fig. 2) care durează cea mai mare parte a impulsului : durata frontului și durata căderii (cozii) impulsului formează obișnuit între 5 și 20% din durata impulsului.

Când se vorbește despre durata întregului impuls sau a unei părți din el, obișnuit se are în vedere așa numita durată activă a elementelor impulsului, durată care este determinată prin convenție. Deobicei, durata activă t_i a impulsului se consideră la înălțimea de 0,5 din amplitudinea impulsului (fig. 2) iar durata frontului (t_f) sau căderii (t_c) a impulsului se măsoară cu timpul în care impulsul crește sau scade dela 0,1 la 0,9 (respectiv dela 0,9 la 0,1) din amplitudinea sa finală [1].

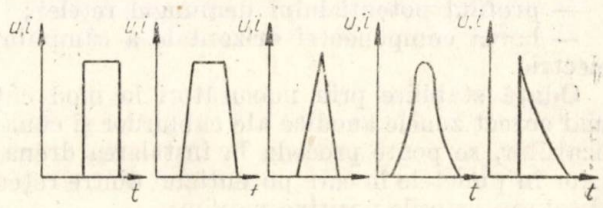


Fig. 1

Impulsul *radio* se caracterizează prin faptul că pe durata sa, curentul sau tensiunea au un caracter oscilant. Impulsurile radio pot fi considerate ca oscilații de înaltă frecvență modulate în amplitudine prin impulsuri video (fig. 3). Și la impulsurile radio se poate vorbi despre durata t_i a impulsului, despre durata

frontului, etc., doar că aici aceste noțiuni se referă la anvelopa oscilațiilor de înaltă frecvență.

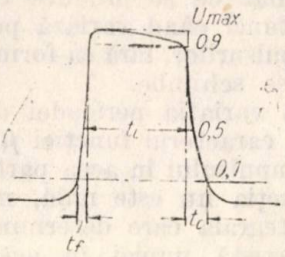


Fig. 2

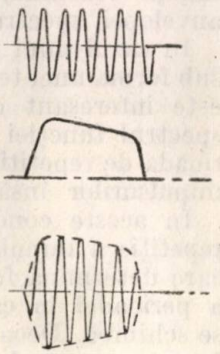


Fig. 3

2. **Problema energetică a funcționării emițătorilor în impuls.** Rolul cel mai important al impulsurilor în radiotehnică, este de a permite concentrarea în timp a energiei. In adevăr se pot obține puteri enorme pe durata impulsului, prin înmagazinarea energiei electrice în pauzele dintre impulsuri sub formă de câmp electric al unui condensator, sau câmp magnetic al unei bobine, și prin eliberarea bruscă a acestei energii, în durata scurtă a impulsului.

In figura 4 este prezentată o succesiune periodică de impulsuri video. In figură, t_i este durata impulsului de tensiune sau curent, t_p — durata pauzei dintre impulsuri, iar T_r — perioada de repetiție.

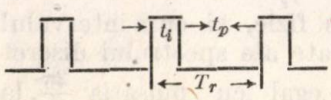


Fig. 4

La o tensiune în impulsuri periodică, se obișnuește a se vorbi despre raportul perioadă/impuls, înțelegând prin aceasta raportul dintre durata perioadei de repetiție a impulsurilor, T_r către durata impulsului, $t_i : Q = T_r/t_i$.

Raportul Q indică în ce măsură se poate realiza cu succesiunea de impulsuri dată, concentrarea în timp a energiei.

In cazul unui emițător, funcționarea în impulsuri, cu un raport $Q = T_r/t_i \gg 1$ este legată de o transformare corespunzătoare a puterilor și anume $P_i/P_0 \gg 1$, unde P_i este puterea debitată în impuls, iar P_0 este puterea medie absorbită continuu.

Datorită acestui principiu de funcționare se poate utiliza o sursă de alimentare de putere medie P_0 redusă, pentru generatori de impulsuri de foarte mare putere. In cazul ideal al pierderilor nule, P_0 se poate deduce din principiul conservării energiei :

$$P_0 = P_i \frac{t_i}{T_r} = \frac{P_i}{Q} \cdot$$

In realitate transformarea de mai sus este legată de oarecare pierderi de energie, de unde rezultă :

$$P_0 = \frac{1}{\eta} \cdot \frac{P_i}{Q}$$

unde η este randamentul generării impulsurilor. Totuși $P_0 \ll P_i$ atât timp cât $Q \gg 1$.

In cazul radiolocației, în care se lucrează deobicei cu $Q = 100 \ldots 1\,000$ se ajunge să se obțină în impuls puteri de zeci de megawați, cu surse de alimentare și oscilatori având puteri medii de ordinul kilowaților [2]. In cazul modulației în impulsuri din radiorelee, se folosesc factori Q de ordinul $10 \ldots 30$. Și în aceste cazuri însă concentrarea de energie în timp ce se poate obține, este însemnată.

Există trei factori mai importanți care fac posibilă funcționarea unui emițător de putere medie relativ mică, cu puteri de sute de ori, sau chiar mii de ori mai mare, în impuls :

Intre acești factori este în primul rând faptul că puterea pe care o poate debita în impuls un tub electronic, este determinată de valoarea medie a puterii disipate, și nu de valoarea ei de vârf. In adevăr, datorită inerției termice importante pe care o prezintă încălzirea diferiților electrozi ai tubului, temperatura pe care aceștia o ating în funcționare nu este determinată de puterea disipată în impuls ci de puterea medie disipată de tub.

Un al doilea factor de mare importanță pentru funcționarea în impuls a tubului, îl constitue catoda tubului, care în impuls trebue să debiteze curenți de ordinul zecilor, uneori chiar sutelor de amperi ; și în adevăr, la catodele cu oxizi se constată că dacă nu se absoarbe un oarecare timp curent de emisie, atomii de bariu, care difuzează continuu dinspre interiorul catodului, se acumulează la suprafața ei în mare cantitate, lucrul de ieșire al electronilor scade foarte mult, și la o cerere de scurtă durată ($1 \ldots 10$ μs) curentul de emisie al acestor catode poate ajunge la densități de $30 \ldots 150$ A/cm², o valoare cu mult mai mare decât cea care poate fi realizată la funcționarea continuă, și care este de numai $0{,}2 \ldots 0{,}5$ A/cm² de catodă [3].

In sfârșit, al treilea factor care permite funcționarea în impuls a tuburilor, cu tensiuni de zeci de ori mai mari ca cele admise la funcționarea continuă, este faptul că străpungerea electrică a tubului, fiind un fenomen de ionizare, nu se produce instantaneu, ci prezintă o oarecare întârziere în timp. Dacă durata impulsului de tensiune aplicat tubului este mai mică ca timpul de formare a descărcării, chiar dacă tensiunea aplicată în impuls depășește tensiunea continuă de străpungere, această străpungere nu are timp să se producă [4].

Datorită tuturor acestor factori, un tub oscilator care în funcționarea continuă nu poate genera mai mult de câțiva wați, poate ajunge să genereze în impuls, puteri de ordinul kilowaților, fără dificultăți mari.

3. **Spectrele de frecvențe ale impulsurilor.** Se știe că orice fenomen $f(t)$ ce se repetă periodic poate fi reprezentat ca o sumă de oscilații

Institut de Documentare Tehnică
BUCUREȘTI
ОБМЕН - ОСЕКЕ
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - СМЕНА

sinusoidale de amplitudini, faze, şi frecvenţe diferite, conform seriei Fourier :

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \overline{C}_k \, e^{j 2\pi k \frac{t}{T}} \qquad (1)$$

unde $\overline{C}_k = C_k e^{-j\varphi k}$ este amplitudinea complexă a armonicei de ordinul k (C_k fiind modulul, iar φ_k faza armonicei respective).

Amplitudinea complexă $\overline{C}_k$ se calculează după formula :

$$\overline{C}_k = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} f(t) \, e^{-j 2\pi k \frac{t}{T}} \, dt. \qquad (2)$$

Formula (2) determină coeficienţii seriei (1) în mod unic şi prin aceasta stabilirea seriei Fourier pentru funcţia $f(t)$ dată, este terminată. Totalitatea mărimilor C_k se numeşte spectrul de amplitudine al funcţiei $f(t)$, iar totalitatea mărimilor φ_k—spectrul de faze [5].

Se poate introduce mărimea complexă $\overline{S}_k$ legată de amplitudinea complexă $\overline{C}_k$ prin relaţia simplă $\overline{S}_k = \frac{T}{2\pi} \overline{C}_k$ din care rezultă :

$$\overline{S}_k = S_k e^{-j\psi k} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} f(t) \, e^{-j 2\pi k \frac{t}{T}} \, dt. \qquad (3)$$

După cum se vede, mărimea complexă $\overline{S}_k$ diferă de mărimea complexă $\overline{C}_k$ numai prin factorul constant $\frac{T}{2\pi}$; argumentul lui $\overline{S}_k$ însă coincide cu argumentul lui $\overline{C}_k$.

Mărimea $\overline{S}_k$ se numeşte funcţia spectrală a funcţiunii $f(t)$. Ea poate fi prezentată sub forma a două reprezentări grafice (fig. 5) care exprimă dependenţa amplitudinii S_k şi argumentului ψ_k de ordinul k al armonicei. Cunoscând funcţiunea spectrală se poate uşor determina ori ce componentă armonică a fenomenului variabil în timp $f(t)$ şi mai ales se vede imediat relaţia între amplitudinile diferitelor armonici. Deoarece fiecărui număr k îi corespunde o frecvenţă determinată ω a armonicei respective, putem scrie în loc de $\overline{S}_k$ şi $\overline{C}_k$, $\overline{S}_\omega$ şi $\overline{C}_\omega$, exprimând prin aceasta că funcţia spectrală $\overline{S}_{(\omega)}$ este o funcţie complexă de variabilă ω. Ca şi mai înainte însă, variabila ω nu este o variabilă continuă; ea are sens numai pentru valorile determinate de relaţia $\omega = 2\pi k \frac{1}{T}$ în care k este un număr întreg.

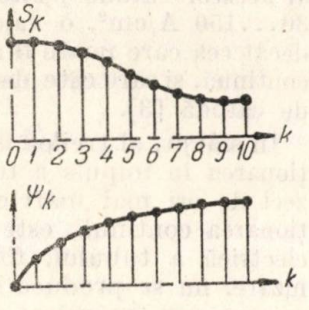


Fig. 5

După cum se vede din figura 5, spectrul prezentat acolo este discontinuu. Un asemenea spectru se numeşte spectru discret, sau de linii. Se poate însă imagina funcţia $\overline{S}_{(\omega)}$ ca o funcţie continuă, exprimabilă grafic sub forma anvelopei spectrului discret respectiv.

In cazul unui fenomen periodic de timp $f(t)$ sub forma unei tensiuni sau curent în impulsuri, este interesant de studiat ce se produce cu spectrul funcţiei $f(t)$, atunci când variază perioada de repetiţie a impulsurilor, fără ca forma impulsurilor însăşi să se schimbe.

In aceste condiţii, la variaţia perioadei de repetiţie a impulsurilor, caracterul funcţiei $f(t)$ care determină forma impulsului în acea parte a perioadei în care funcţia nu este nulă, nu se schimbă. Deoarece integrala care determină funcţia spectrală (3) există numai în acea parte a perioadei în care $f(t)$ este diferită de zero se poate trage concluzia că la variaţia perioadei de repetiţie T_r a impulsurilor, caracterul funcţiei spectrale $\overline{S}_\omega$ ca funcţie de variabilă ω nu se schimbă. In adevăr, expresia (3) poate fi înlocuită prin expresia :

$$\overline{S}_\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{t_i}{2}}^{+\frac{t_i}{2}} f(t) \, e^{-j\omega t} \, dt \qquad (4)$$

complect independentă de T_r. In consecinţă, la variaţia lui T_r se schimbă numai valorile variabilei discrete $\omega = k \frac{2\pi}{T_r}$ pentru care funcţia spectrală are un sens fizic, şi cum intervalul între două linii alăturate ale spectrului discret al funcţiei $f(t)$ este egal cu pulsaţia $\frac{2\pi}{T_r}$, la mărirea perioadei de repetiţie T_r, densitatea spectrului creşte (după cum se vede din figura 6*b* pentru cazul $T_r' = 2\,T_r$). A doua schimbare care se produce la creşterea lui T_r nu afectează spectrul propriu zis al funcţiei date, ci numai amplitudinile armonicelor. In conformitate cu relaţia (2) amplitudinile armonicelor sunt invers proporţionale cu perioada T_r. Deaceea la creşterea lui T_r amplitudinile armonicelor scad proporţional, se schimbă prin urmare scara ordonatelor spectrului din figura 6. Amplitudinile relative ale armonicelor de diferite frecvenţe, rămân însă reprezentate corect, independent de variaţia lui T_r.

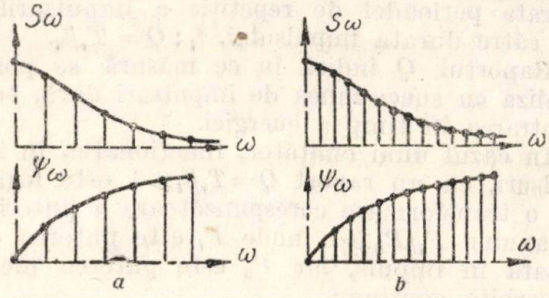


Fig. 6

Se poate demonstra că pentru toate funcțiile $f(t)$ cu aplicații în practică, chiar la mărirea nelimitată a perioadei de repetiție, funcția spectrală $\overline{S}_\omega$ rămâne neschimbată. Intervalul $\Delta\omega = \frac{2\pi}{T_r}$ între două armonici alăturate scade nelimitat și odată cu aceasta amplitudinile armonicelor devin infinit mici, iar variabila discontinuă ω devine variabilă continuă.

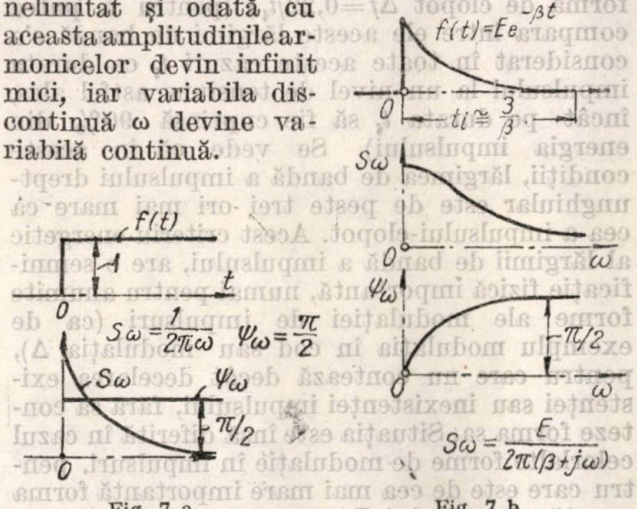


Fig. 7 a

Fig. 7 b

Folosind notația matematică, aceste schimbări pot fi reprezentate sub forma $T_r \to \infty$.

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{T_r} \to d\omega\,;\quad \sum_{-\infty}^{+\infty} \to \int_{-\infty}^{+\infty}\,;\quad f(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \overline{S}(\omega) e^{j\omega t}\, d\omega \qquad (5)$$

aici funcția spectrală $\overline{S}(\omega)$ își păstrează expresia (4) neschimbată. Deoarece la mărirea nelimitată a perioadei de repetiție a fenomenului în impulsuri, impulsurile „vecine" se îndepărtează la infinit, impulsurile periodice s'au transformat în impulsuri izolate.

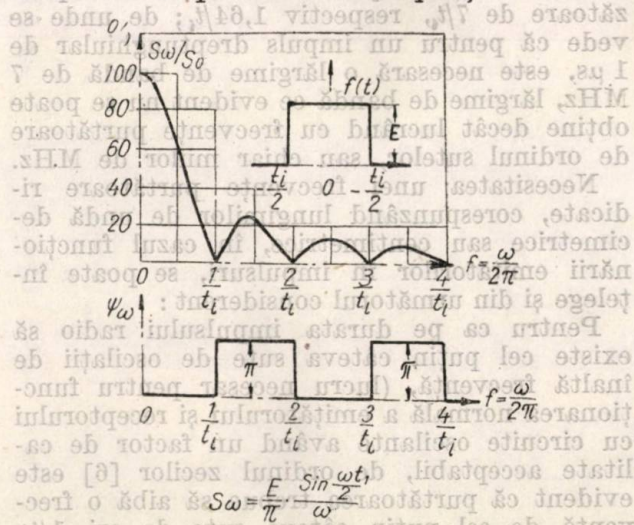


Fig. 8 a

In concluziune, impulsul izolat se caracterizează prin aceeași funcție spectrală ca și impulsurile ce se repetă periodic, cu deosebirea că spectrul nu mai este discret, ci continuu, iar funcția $f(t)$ nu se mai exprimă prin seria ci prin integrala Fourier (5). In consecință orice fenomen în impulsuri, independent de frecvența de repetiție a impulsurilor, se caracterizează printr'o funcție spectrală $\overline{S}(\omega)$ determinată. Vom arăta în cele ce urmează funcțiile spectrale ale câtorva impulsuri mai des întâlnite [2].

a) Impulsul treaptă unitar (fig. 7a) poate fi reprezentat printr'o f.e.m. de amplitudine $E=1$ V aplicat la momentul $t=0$, și acționând până la $t=\infty$. Inlocuind această funcție $f(t)=1$ în relația (4), găsim

$$\overline{S}_\omega = \frac{1}{2\pi\omega}\,;\quad \psi_\omega = \frac{\pi}{2}$$

prin urmare spectrul de amplitudini scade după o hiperbolă.

b) Impulsul exponențial: $f(t) = E\,e^{-\beta t}$; $\overline{S}_\omega = E/2\pi\ (\beta + j\omega)$ este arătat în figura 7 b.

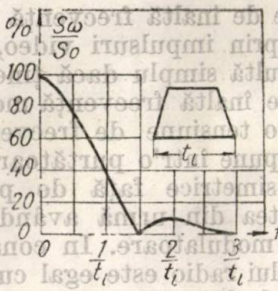


Fig. 8 b

c) Impulsul dreptunghiular: $f(t)=E=$const. pentru $-t_i/2 \leq t \leq t_i/2$ are funcția spectrală

$$\overline{S}_\omega = \frac{E}{\pi}\,\frac{\sin\frac{\omega t_i}{2}}{\omega}$$

reprezentată în figura 8 *a*.

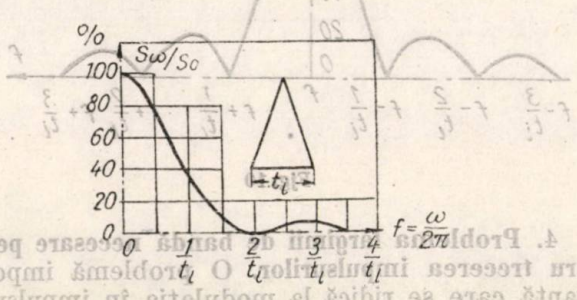


Fig. 8 c

După cum se vede funcția spectrală are mai multe maxime care scad pe măsura creșterii frecvenței, însă se întind până la infinit.

d) Impulsul trapezoidal (fig. 8b) și cel triunghiular (fig. 8c).

e) Impulsul în formă de clopot (fig. 9). Proprietățile acestui impuls au fost studiate de V. I. Siforov, care a arătat că cea mai inte-

resantă particularitate a acestui impuls este spectrul său de frecvență relativ îngust. In adevăr dacă exprimăm acest impuls sub forma $f(t) = Ee^{-\beta^2 t^2}$ funcția sa spectrală este $\bar{S}(\omega) = \frac{E}{2\beta\sqrt{\pi}} e^{-\frac{\omega^2}{4\beta^2}}$ prin urmare de aceeași formă cu însăși $f(t)$.

In cele de mai sus ne-am referit numai la impulsurile video. Pentru impulsurile radio, adică

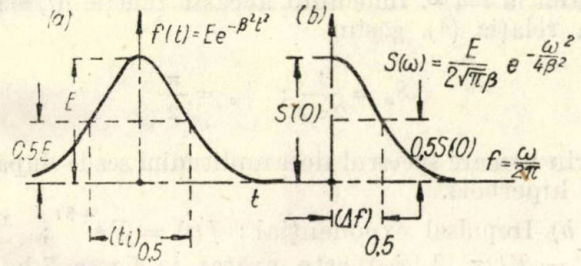


Fig. 9

pentru oscilațiile de înaltă frecvență modulate în amplitudine prin impulsuri video, spectrul de frecvență rezultă simplu dacă ținem seama că o oscilație de înaltă frecvență modulată în amplitudine cu o tensiune de frecvență joasă se poate descompune într'o purtătoare și două benzi laterale simetrice față de purtătoare fiecare din acestea din urmă având spectrul frecvenței joase modulatoare. In consecință și spectrul impulsului radio este egal cu de două ori spectrul impulsului video corespunzător anvelopei sale, cele două spectre fiind situate simetric, de o parte și de cealaltă a frecvenței purtătoare (fig. 10).

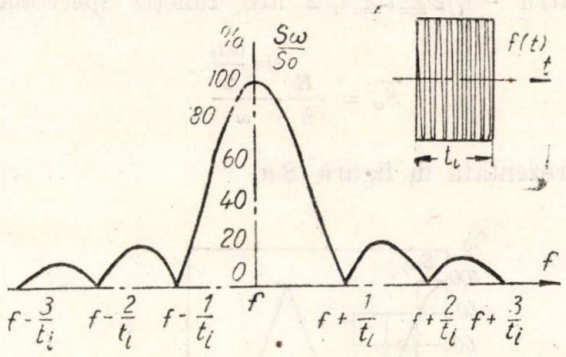


Fig. 10

4. **Problema lărgimii de bandă necesare pentru trecerea impulsurilor.** O problemă importantă care se ridică la modulația în impulsuri o constitue lărgimea de bandă ocupată de spectrul unui impuls. Dacă se observă însă spectrul impulsului dreptunghiular de exemplu se constată că lărgimea de bandă ocupată de acesta este, teoretic vorbind, infinită. In consecință se pune problema definirii unui criteriu de apreciere a lărgimii de bandă ocupată de impuls. Un criteriu ar fi cel energetic : putem considera de exemplu că lărgimea de bandă ocupată de spectrul unui impuls este acea lărgime de bandă în care este cuprinsă 90% din energia impulsului [5]. In aceste condiții rezultă pentru impulsul dreptunghiular o lărgime de bandă de $\Delta f = 0{,}74/t_i$; pentru impulsul triunghiular $\Delta f = 0{,}46/t_i$; pentru cel exponențial $\Delta f = 1{,}1/t_i$; iar pentru impulsul în formă de clopot $\Delta f = 0{,}22/t_i$; (pentru a putea compara între ele aceste lărgimi de bandă s'a considerat în toate aceste cazuri t_i ca durata impulsului la un nivel de tensiune astfel ales, încât pe durata t_i să fie cuprinsă 90% din energia impulsului). Se vede că în aceste condiții, lărgimea de bandă a impulsului dreptunghiular este de peste trei ori mai mare ca cea a impulsului-clopot. Acest criteriu energetic al lărgimii de bandă a impulsului, are o semnificație fizică importantă, numai pentru anumite forme ale modulației de impulsuri (ca de exemplu modulația în cod sau modulația Δ), pentru care nu contează decât decelarea existenței sau inexistenței impulsului, fără să conteze forma sa. Situația este însă diferită în cazul celorlalte forme de modulație în impulsuri, pentru care este de cea mai mare importanță forma exactă a impulsului. Pentru a se reproduce forma impulsului, trebue însă mult mai multe armonici. (Se consideră în genere necesar să existe cel puțin toate componentele armonice a căror amplitudine depășește 10% din amplitudinea fundamentalei). Cu acest criteriu lărgimea de bandă a impulsului dreptunghiular devine $\Delta f = 3{,}5\,\frac{1}{t_i}$ pe când pentru impulsul-clopot, rezultă numai $0{,}82/t_i$. Pentru impulsurile radio corespunzătoare acestor impulsuri video, rezultă lărgimile de bandă corespunzătoare de $7/t_i$, respectiv $1{,}64/t_i$; de unde se vede că pentru un impuls dreptunghiular de 1 μs, este necesară o lărgime de bandă de 7 MHz, lărgime de bandă ce evident nu se poate obține decât lucrând cu frecvențe purtătoare de ordinul sutelor, sau chiar miilor de MHz.

Necesitatea unei frecvențe purtătoare ridicate, corespunzând lungimilor de undă decimetrice sau centimetrice, în cazul funcționării emițătorilor în impulsuri, se poate înțelege și din următorul considerent :

Pentru ca pe durata impulsului radio să existe cel puțin câteva sute de oscilații de înaltă frecvență, (lucru necesar pentru funcționarea normală a emițătorului și receptorului cu circuite oscilante având un factor de calitate acceptabil, de ordinul zecilor [6] este evident că purtătoarea trebue să aibă o frecvență de cel puțin câteva sute de ori $1/t_i$. De exemplu în cazul unui impuls de 0,1 μs, pentru a avea în impuls cel puțin 300 oscilații de înaltă frecvență, trebue ca frecvența purtătoare

$f_p \geqslant 300/0{,}1 \cdot 10^{-6} = 3\,000$ MHz adică $\lambda \leqslant 10$ cm.

Practica a stabilit următoarele norme în această privință :

Pentru unde metrice $t_i > 1$ μs
Pentru unde decimetrice $t_i = 0{,}5 \div 1$ μs
Pentru unde centimetrice $t_i = 0{,}1 \div 1$ μs.

Din toate considerațiile asupra spectrelor de frecvență expuse mai sus, rezultă o concluzie importantă: indiferent de forma impulsului considerat, sau de criteriul de apreciere a lărgimii de bandă ocupate de impuls, pentru fiecare din aceste impulsuri produsul $t_i \Delta f$ este o constantă. Această constantă este

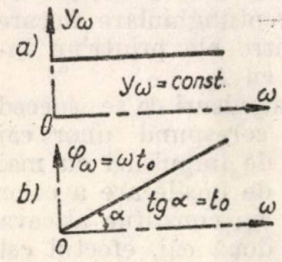


Fig. 11

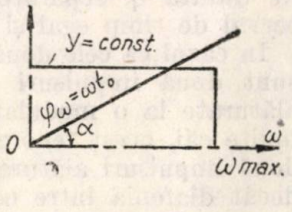


Fig. 12

minimă pentru impulsul clopot. Prin urmare, cu cât impulsul este mai scurt, adică t_i mai mic Δf este mai mare.

Problema lărgimii de bandă ocupate de un impuls, nu are numai o importanță teoretică, ci și o deosebită însemnătate practică. In adevăr, să considerăm efectul lărgimii de bandă finite a unui circuit, asupra formei impulsului ce trece prin circuit.

Răspunsul unui circuit linear la acțiunea unei tensiuni de formă oarecare, poate fi calculată dacă se cunoaște $\overline{Y}(\omega)$ admitanța de transfer a circuitului, prin relația

$$f_2(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \overline{S}(\omega) \cdot \overline{Y}(\omega) \cdot e^{j\omega t}\, d\omega. \qquad (6)$$

Rezultă din această relație, că pentru a avea o transmisie nedeformată a impulsului, trebue ca $Y(\omega) = Y = \text{const.}$, iar $\varphi(\omega) = \omega t_0$ (fig. 11) adică, trebue ca lărgimea de bandă a circuitului să fie infinită, iar caracteristica de fază să fie lineară (adică să existe o întârziere constantă, pentru toate frecvențele). O asemenea caracteristică nu o au decât fie liniile lungi, fie circuitele conținând numai rezistențe. In cazul celorlalte circuite însă, putem cel mult considera că modulul admitanței de transfer este constant între frecvențele f_1 și f_2 adică că avem de a face cu un filtru ideal, a cărui caracteristică este arătată în figura 12. Se poate calcula și în acest caz răspunsul circuitului cu ajutorul relației (6). Se găsește [7] de exemplu pentru cazul impulsului treaptă $f_1(t)=0$ la $t<0$; $f_1(t)=E$ la $t>0$ (care de altfel poate fi considerat ca frontul unui impuls dreptunghiular) că la ieșirea dintr'un asemenea circuit,

$$f_2(t) = \frac{EY}{\pi}\left\{\frac{\pi}{2} + Si[\omega_s(t-t_0)]\right\} \qquad (7)$$

unde

$$Si(x) = \int_0^x \frac{\sin x}{x}\, dx \qquad (8)$$

este așa numitul sinus integral, care are un rol deosebit de important la analiza influenței lărgimii de bandă a circuitelor, asupra formei impulsurilor. $Si(x)$ se poate găsi în tabele de funcții, iar f_s este frecvența de tăiere a filtrului ideal.

Forma funcției $Si(x)$ este arătată în figura 13 a, în figura 13 b este arătat impulsul treaptă unitar la intrarea în circuit, iar în figura 13 c la ieșirea din circuit. Se vede din această figură că impulsul la ieșirea din circuit are o pantă a frontului finită (în loc să mai aibe o pantă infinită, ca la intrare). In afară de aceasta, peste impulsul treaptă s'au suprapus oscilații de înaltă frecvență. Rezultatul obținut este de fapt nereal, deoarece nu ne putem închipui apariția unor oscilații la timpul $t<0$, adică înainte de începerea acțiunii impulsului $f_1(t)$. Acest rezultat fizic imposibil s'a obținut deoarece am luat o caracteristică de amplitudine și de fază care nu pot corespunde unui sistem real. (Intre caracteristica de amplitudine și cea de fază a sistemului trebue să existe în realitate relații bine determinate). Totuși în linii mari, și mai ales în privința pantei frontului impulsului la ieșire, rezultatul obținut reflectă foarte îndeaproape forma reală a impulsului [2]. Examinând mai îndeaproape funcția $f_2(t)$ se constată că la timpul $t=t_0$ valoarea ei este jumătate din valoarea finală, și

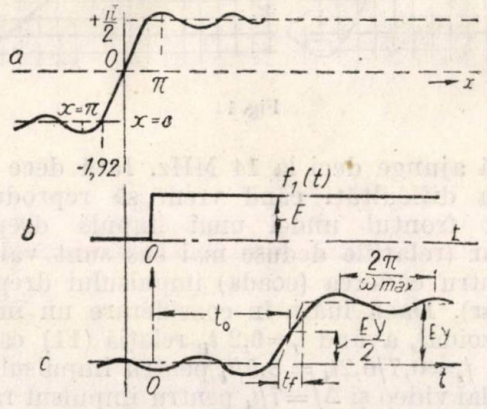


Fig. 13

tot la acest timp, $t=t_0$ panta frontului impulsului atinge valoarea sa maximă.

$$\left(\frac{df_2}{dt}\right)_{t=t_0} = \left(\frac{df_2}{dt}\right)_{max} = 2EY \cdot f_s \qquad (9)$$

Panta medie a frontului impulsului este însă ceva mai mică ca panta maximă, și se poate considera aproximativ, că panta medie a frontului undei (corespunzând duratei active t_f a frontului undei) este:

$$\left(\frac{df_2}{dt}\right)_{med} \approx 0{,}75\left(\frac{df_2}{dt}\right)_{max} = 1{,}5\, EY f_s \qquad (10)$$

de unde rezultă relația de cea mai mare importanță pentru calculele lărgimii de bandă în circuitele cu impulsuri:

$$t_f = \frac{EY}{\left(\frac{df_2}{dt}\right)_{med}} = \frac{1}{1{,}5 f_s} = 0{,}7/f_s \text{ sau invers, } f_s = 0{,}7/t_f \qquad (11)$$

De exemplu, pentru a obține o durată a frontului undei de 0,1 μs lărgimea de bandă a sistemului trebue să fie de 7 MHz, iar dacă este vorba de un impuls radio, lărgimea de

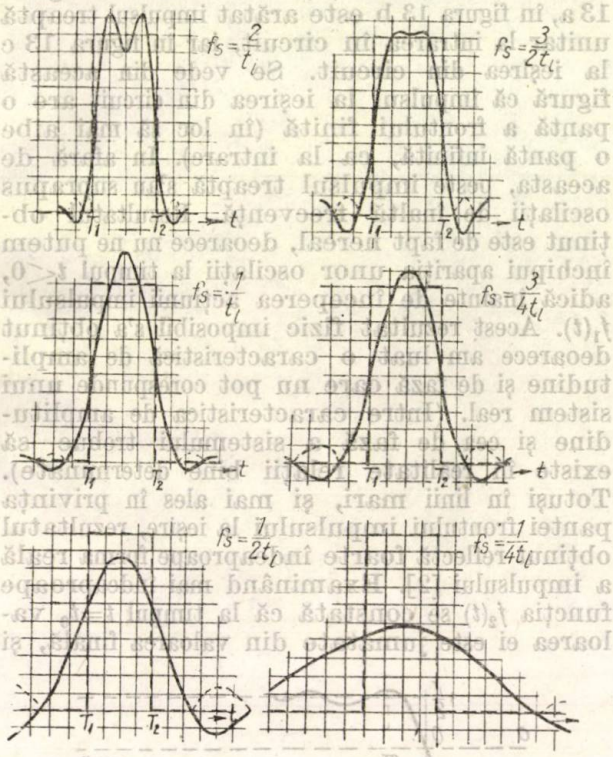


Fig. 14

bandă ajunge deci la 14 MHz. Iată dece apar atâtea dificultăți când vrem să reproducem corect frontul undei unui impuls dreptunghiular (relațiile deduse mai sus sunt valabile și pentru căderea (coada) impulsului dreptunghiular). Dacă luăm în considerare un impuls trapezoidal, având $t_1=0{,}2\ t_i$, relația (11) capătă forma $f_s=0{,}7/0{,}2t_i=3{,}5/t_i$ pentru impulsul trapezoidal video și $\Delta f=7/t_i$ pentru impulsul radio.

Relațiile (10) și (11) au arătat că panta frontului impulsului la ieșire este direct proporțională cu lărgimea de bandă a sistemului. Acest fapt rezultă însă și mai clar din figura 14 a...e în care sunt reprezentate tensiunile ce apar la ieșirea unor circuite cu diferite lărgimi de bandă între $f_s=2/t_i$ și $f_s=1/4t_i$, când la intrarea circuitului se aplică un impuls dreptunghiular de durată t_i și amplitudine E fixe. Se vede acolo că pe măsură ce lărgimea de bandă a circuitului scade, impulsul la ieșire devine tot mai lat, cu o pantă a frontului undei tot mai mică, și cu o amplitudine care scade repede atunci când lărgimea de bandă a circuitului coboară sub $3/4\ t_i$. Toate aceste curbe s'au calculat pe baza unei relații de tipul relației (7).

Faptul că poziția frontului undei devine tot mai nedeterminată și că lărgimea impulsului crește la micșorarea lărgimii de bandă nu are importanță numai pentru calitatea modulației în impulsuri. Consecința și mai gravă a acestei lățiri a impulsului, este faptul că în cazul a două impulsuri ce se succed la un interval de timp mic față de durata lor, se poate la un moment dat produce încălecarea, și chiar confundarea celor două impulsuri [7]. Acest fenomen se vede clar din figura 15, unde se arată efectul scăderii lărgimii de bandă asupra tensiunii la ieșire în cazul că la intrare se aplică două impulsuri dreptunghiulare fiecare de durată t_i, separate între ele printr'un interval de timp egal și el cu t_i.

In cazul că cele două impulsuri ce se succed sunt două impulsuri ce corespund unor căi alăturate la o modulație de impulsuri cu mai multe căi, acest fenomen de încălecare a celor două impulsuri alăturate nu constitue altceva decât diafonia între cele două căi, efectul cel mai supărător care trebue înlăturat în cazul comunicațiilor pe mai multe căi.

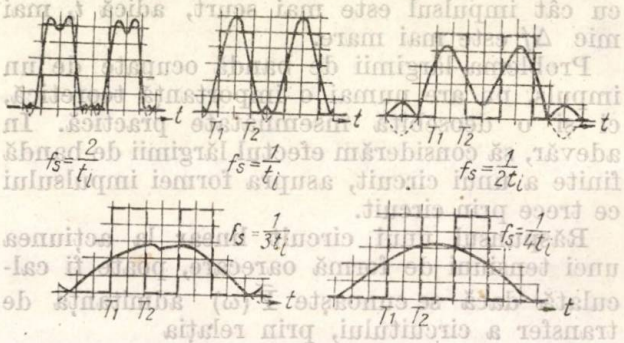


Fig. 15

5. **Metodele modulației în impulsuri.** Prioritatea principiului comunicației prin impulsuri aparține U.R.S.S. Prima propunere asupra principiului comunicației radiotelefonice prin impulsuri pe calea modulației lărgimii impulsurilor la amplitudine constantă a fost făcută de savantul sovietic A. N. Sciuchin în 1930. Savanții sovietici au dat și multe alte importante lucrări privind comunicațiile prin impulsuri, problemele recepției și perturbațiilor la comunicațiile prin impulsuri, etc. Menționăm lucrările Acad. V. A. Cotelnicov, I. D. Șirman, I. S. Gonorovschi, N. M. Iziumov.

In cazul modulației în impulsuri a unui emițător, avem în realitate două modulații suprapuse: una constă în modularea în amplitudine a oscilatorului de f.î.frecvență de către o succesiune periodică de impulsuri video. Succesiunea de impulsuri radio care rezultă, este arătată în figura 16. Această succesiune periodică de impulsuri radio care se obține,

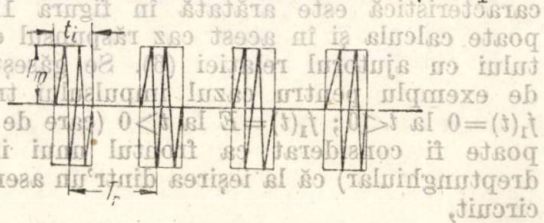


Fig. 16

poate fi caracterizată prin următorii parametri mai importanți : 1) amplitudinea impulsurilor, A; 2) durata (adică lărgimea) t_i a fiecărui impuls ; 3) poziția în timp (faza) fiecărui impuls, față de perioada fixă de repetiție, T_r ; 4) frecvența de repetiție a impulsurilor f_r ; 5) frecvența oscilațiilor purtătoare de înaltă frecvență f_p.

Fiecare din acești parametri poate fi la rândul lui variat în concordanță cu valoarea instantanee a tensiunii modulatoare de frec-

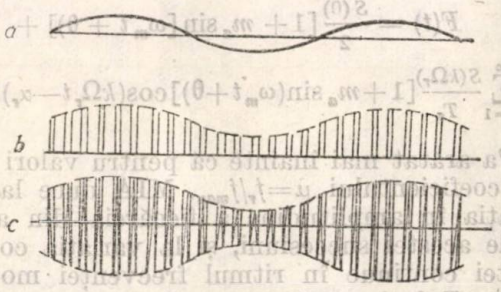


Fig. 17

vență audio, obținându-se astfel o formă sau alta a modulației impulsurilor. (Pe scurt M.I.). Se pot astfel întâlni : Modulația Impulsurilor în Amplitudine — (MIA) — Modulația Impulsurilor în Lărgime — (MIL) — Modulația Impulsurilor în Poziție — (MIP) — Modulația Impulsurilor în Frecvență — (MIF) — Modulația Impulsurilor în Inaltă Frecvență — (MIIF) — în sfârșit se mai pot întâlni și forme combinate de modulație ale impulsurilor.

a) *Modulația impulsurilor în amplitudine* — MIA (fig. 17). Pentru a înțelege principiul modulației impulsurilor în amplitudine, ne vom referi la figura 17, în care sunt reprezentate : *a* — tensiunea modulatoare de frecvență audio ; *b* — succesiunea impulsurilor video, modulate în amplitudine. După cum se vede, modulația impulsurilor video constă în variația amplitudinii impulsurilor în jurul valorii medii, proporțional cu tensiunea frecvenței audio. In aceasta constă prima modulație.

Impulsurile video, modulate ele însele în amplitudine, modulează la rândul lor în amplitudine emițătorul, și sunt radiate în cele din urmă sub formă de impulsuri radio (fig. 17 c). Toți ceilalți parametri ai succesiunii de impulsuri radio, în afară de amplitudine, rămân neschimbați. La recepție, după amplificarea de înaltă frecvență și detecție, se obțin din nou impulsuri video, modulate în amplitudine (fig. 17 b).

In cazul unei tnsiuni modulatoare audio, sinusoidale, succesiunea impulsurilor video modulată în amplitudine, poate fi reprezentată analitic prin funcțiunea :

$$F(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} [1 + m_a \sin(\omega_m t + \theta)] f(t - t_k) \qquad (12)$$

unde $t_k = kT_r + t_0$; m_a — gradul de modulație ; ω_m—pulsația modulatoare ; θ—defazajul, iar suma $\sum_{k=-\infty}^{+\infty} f(t - t_k)$ reprezintă succesiunea periodică a impulsurilor video, nemodulate.

Această succesiune de impulsuri video, modulate, trebue acum supusă demodulării, pentru a se obține la ieșirea receptorului o tensiune care să corespundă în totul celei modulatoare. Procesul de demodulare al succesiunii de impulsuri video, se poate înțelege dacă cercetăm frecvențele componente ale unei asemenea succesiuni de impulsuri video, modulate în amplitudine.

Pentru simplificare, în figură este prezentat cazul în care „coeficientul de repetiție" al impulsurilor $\mu = f_r/f_{max}$ care indică numărul de impulsuri ce se cuprind într'o perioadă a frecvenței modulatoare celei mai înalte f_{max}, este destul de mare. Amplitudinea impulsurilor variază în acest caz destul de lent față de perioada de repetiție a impulsurilor.

In aceste condiții, se poate vorbi despre o componentă medie pe perioada de repetiție a impulsurilor, despre prima armonică a frecvenței de repetiție a impulsurilor, despre a doua armonică și așa mai departe. Toate aceste componente variază lent în amplitudine în conformitate cu modulația.

Prin urmare, componenta medie pe perioada de repetiție a impulsurilor, variază cu frecvența audio de modulație, și se compune de aceea la rândul ei din două componente : din componenta continuă și din componenta de frecvență audio. Dar și fiecare armonică a frecvenței de repetiție este modulată în amplitudine de către frecvența audio și conține deaceea la rândul său trei componente : componenta de frecvență purtătoare, și două componente ce constitue frecvențele (benzile) laterale (fig. 19).

Prin urmare spectrul impulsurilor modulate are o structură destul de complicată, și, ceeace este cel mai important, conține o componentă de frecvență modulatoare, f_m. Această componentă poate fi extrasă din spectru filtrând-o de celelalte componente. In acest scop, este suficient să trecem impulsurile video modulate în amplitudine, printr'un filtru trece în jos, cu ajutorul căruia eliminăm toate armonicile frecvenței de repetiție a impulsurilor cu benzile lor laterale cu tot. Caracteristica de frecvență a unui asemenea filtru este arătată în figura 18. De componenta continuă scăpăm ușor prevăzând în circuit un simplu condensator de separare.

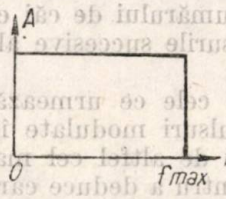


Fig. 18

In rezultat, prin filtru, și prin condensatorul de separare, din întreg spectrul trece numai componenta de frecvență audio care reproduce semnalul transmis. O asemenea metodă de demodulare se poate numi metoda separării directe din spectru a componentei de

frecvență modulatoare. Această metodă de separare directă, poate fi folosită nu numai la modulația impulsurilor în amplitudine, ci și la alte forme de modulație, ca de exemplu modulația în lărgime a impulsurilor, la care succesiunea de impulsuri video conține o destul de importantă componentă de frecvență audio, modulatoare. Deși această metodă de separare directă este cea mai simplă, ea nu este totuși unica metodă de demodulare în toate formele MI.

Această succintă examinare a principiului demodulării în MIA a arătat cât este de importantă problema structurii spectrelor de frecvență a impulsurilor modulate, pentru problemele demodulării.

In primul, se pune aici problema coeficientului de repetiție al impulsurilor, μ, pe care pentru simplificare l-am considerat destul de mare, deci am admis o frecvență f_r mare.

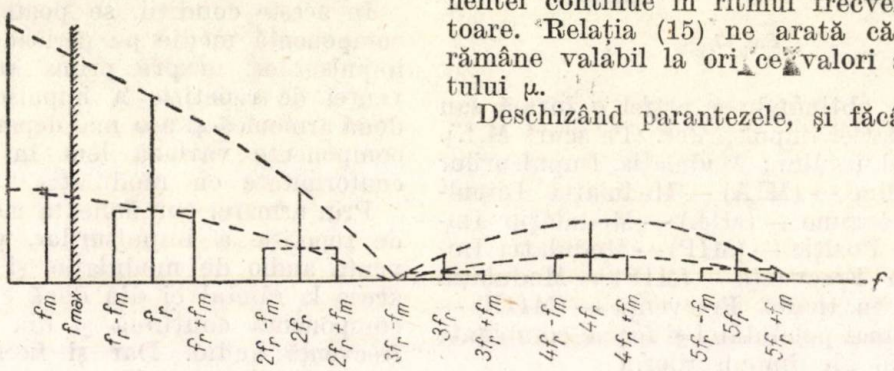


Fig. 19

Ori, o frecvență de repetiție mare este neeconomică dintr'o serie de considerente, între care: cu cât frecvența de repetiție a impulsurilor este mai ridicată, cu atât crește și puterea medie a emițătorului. (După cum s'a văzut la pct. 2, la scăderea raportului $Q = T_r/t_i$ crește P_0). Dar nu numai atât: după cum se va vedea la problema transmisei pe mai multe căi, mărirea frecvenței de repetiție a impulsurilor, adică reducerea perioadei lor de repetiție, duce la reducerea numărului de căi ce se pot intercala între impulsurile succesive ale aceleași căi.

Vom analiza de aceea în cele ce urmează, spectrul succesiunii de impulsuri modulate în amplitudine, care se supune de altfel cel mai ușor analizei matematice, pentru a deduce care este frecvența minimă de repetiție ce se poate folosi, la o frecvență modulatoare maximă dată (pentru telefonie, aceasta se consideră deobicei f_{max}=3 000 Hz).

Expresia (12) a succesiunii de impulsuri video modulate în amplitudine, poate fi pusă sub forma:

$$F(t) = [1 + m_a \sin(\omega_m t + \theta)] \sum_{k=-\infty}^{+\infty} f(t - t_k) \qquad (13)$$

scoțându-se factorul comun $[(1+m_a \sin(\omega_m t + \theta)]$ înafara semnului sumei. Suma rămasă nu reprezintă altceva decât succesiunea periodică a impulsurilor dreptunghiulare nemodulate, a cărei funcție spectrală și spectru ne este cunoscut (fig. 8 a). Seria Fourier respectivă, pusă sub formă trigonometrică, se poate scrie:

$$F(t) = \frac{S(0)}{2\,T_r} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{S(k\Omega_r)}{T_r} \cos(k\,\Omega_r t - \alpha_r) \qquad (14)$$

înlocuind-o în expresia (13), găsim:

$$F(t) = \frac{S(0)}{2}[1 + m_a \sin[\omega_m t + \theta)] +$$

$$+ \sum_{k=1}^{\infty} \frac{S(k\Omega_r)}{T_r}[1 + m_a \sin(\omega_m t + \theta)] \cos(k\Omega_r t - \alpha_r). \qquad (15)$$

S'a arătat mai înainte că pentru valori mari ale coeficientului $\mu = f_r/f_{max}$, MIA duce la modulația în amplitudine a fiecăreia din armonicile acestei succesiuni, și la variația componentei continue în ritmul frecvenței modulatoare. Relația (15) ne arată că acest lucru rămâne valabil la orice valori ale coeficientului μ.

Deschizând parantezele, și făcând transformările trigonometrice necesare, se obține următoarea expresie finală:

$$F(t) = \frac{S(0)}{2} + \frac{S(0)}{2} m_a \sin(\omega_m t + \theta) +$$

$$+ \sum_{k=1}^{\infty} \frac{S(k\Omega_r)}{T_r} \Big\{ \cos(k\,\Omega_r - \alpha_r) +$$

$$+ \frac{m_a}{2} \sin[k\,\Omega_r + \omega_m) t - \alpha_m + \theta] - \qquad (16)$$

$$- \frac{m_a}{2} \sin[(k\,\Omega_r - \omega_m) t - \alpha_m - \theta] \Big\}.$$

Spectrul găsit pentru impulsurile modulate în amplitudine (fig. 19) diferă de spectrul impulsurilor nemodulate prin faptul că în acest spectru este conținută și frecvența modulatoare f_m și prin faptul că aici, fiecare armonică a spectrului este înconjurată de o pereche de frecvențe laterale, $kf_r - f_m$ și $kf_r + f_m$. Amplitudinile acestor două frecvențe laterale sunt egale între ele, și sunt proporționale cu valoarea funcției spectrale la frecvența kf_r, a cărei benzi laterale sunt.

Spectrul găsit este spectrul modulației în amplitudine pentru o tensiune modulatoare sinusoidală. Folosind acest spectru nu este greu să

găsim frecvența minimă de repetiție a impulsurilor necesare pentru a asigura transmisia nedistorsionată a semnalului în banda frecvențelor modulatoare [1].

Ca bandă a frecvențelor modulatoare, vom considera intervalul $0<f_m<f_{max}$. După cum s'a arătat mai sus, cu ajutorul unui filtru trece în jos, se pot separa din spectrul succesiunii de impulsuri modulate, toate frecvențele cuprinse în această bandă, cu condiția ca frecvența de tăiere a filtrului să fie f_{max} (fig. 18).

Pentru a evita distorsiunile datorite frecvențelor de combinație trebue însă neapărat ca în banda de trecere a filtrului, să nu nimerească decât componenta f_m a spectrului, iar frecvența f_r-f_m și toate celelalte componente ale spectrului, trebue să fie neapărat oprite.

Din cele spuse, și din observarea spectrului prezentat în figura 19, rezultă imediat că singura condiție necesară și suficientă pentru ca banda frecvențelor joase modulatoare să fie transmisă corect, este ca

$$f_r-f_{max}>f_{max} \text{ adică } f_r>2f_{max}. \qquad (17)$$

Condiția stabilită pentru transmisia nedistorsionată a semnalului. se reduce la aceea că frecvența de repetiție a impulsurilor, f_r trebue să fie cel puțin de două ori mai mare ca frecvența modulatoare maximă, f_{max}. In practică, ținându-se seama și de caracteristicile filtrelor reale care nu pot asigura o tăiere prea bruscă, se ia deobicei $f_r=2{,}5\ldots3{,}5\ f_{max}$. Cu frecvențele maxime ce se iau în considerare în telefonie, $f_{max}=3\,000\ldots3\,500$ Hz se folosește deobicei o frecvență de repetiție $f_r=8\,000\ldots10\,000$ Hz care corespunde unei perioade de repetiție de $125\ldots100$ μs a impulsurilor.

Din considerații similare cu cele arătate privitor la MIA, se poate demonstra că și pentru toate celelalte forme de modulație în impulsuri, această frecvență de repetiție este suficientă pentru telefonie. Totodată trebue avut în vedere că limitarea impusă benzii de frecvență modulatoare la o frecvență de repetiție fixată, este foarte riguroasă și nerespectarea ei, poate duce la distorsiuni importante imediat ce f_m depășește f_{max} admisibil. In consecință, în cazul modulației de impulsuri este foarte important să se folosească filtre trece în jos cu frecvența de tăiere f_{max} nu numai la receptor, ci și la emițător.

Dintre toate tipurile posibile de MI, MIA a fost în ordine cronologică prima care a fost cercetată experimental. S'a dovedit însă că MIA nu poate fi considerată ca o metodă prea utilă pentru ameliorarea radicală a transmisiei semnalelor, deoarece în cazul MIA, ca și în cazul modulației de amplitudine obișnuite, se poate face prea puțin pentru a elimina efectul perturbațiilor. In adevăr, după cum se observă în figura 20a, unde este arătată o succesiune de impulsuri modulată în amplitudine, cu perturbații suprapuse, chiar dacă se face o limitare inferioară a impulsurilor, care elimină perturbațiile ce există în pauzele dintre semnale; sau chiar mai mult, dacă se întrebuințează un receptor care este blocat tot timpul cu excepția duratei t_i a impulsurilor sau a unei durate chiar mai mici ca t_i (fig. 20b)

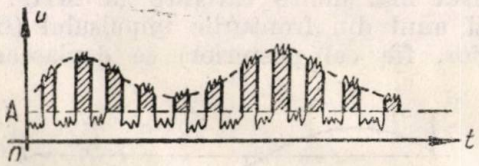


Fig. 20 a

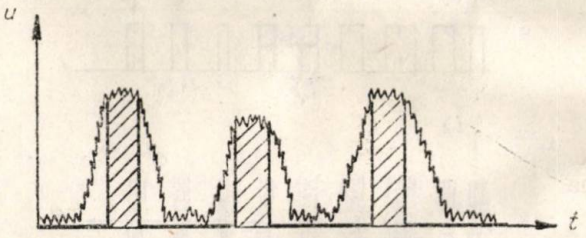


Fig. 20 b

și care elimină deci o mare parte a perturbațiilor, încă mai rămân perturbațiile suprapuse peste impulsul propriu zis, și care nu pot fi nici într'un fel eliminate. Aceste perturbații fac să fie necesară la receptor o putere destul de importantă a semnalului, pentru a asigura un raport semnal/sgomot care să satisfacă prescripțiile ce se impun unei comunicații telefonice.

Un alt desavantaj destul de important al modulației impulsurilor în amplitudine este faptul că nu asigură un regim energetic constant emițătorului. In consecință, la vârfurile de modulație emițătorul trebue să debiteze o putere de patru ori mai mare ca la nivelul de tăcere. Cum emițătorul trebue proiectat să poată lucra în aceste condiții de vârf un timp mai îndelungat, nu se mai pot folosi toate avantagiile energetice pe care le asigură modulația în impulsuri.

Trebue să arătăm totuși, că modulația impulsurilor în amplitudine se folosește și azi încă de multe ori ca formă intermediară de modulație atât în aparatura de emisie, cât și în cea de recepție folosită pentru celelalte forme de modulație. In consecință considerațiile expuse mai sus asupra modulației impulsurilor în amplitudine, nu au numai o importanță istorică.

b) *Modulația impulsurilor în lărgime*-MIL, (fig. 21). In cazul folosirii modulației impulsurilor în lărgime MIL, durata (lărgimea) impulsurilor-radio emise, variază în concordanță cu tensiunea modulatoare audio. Toți ceilalți parametri ai succesiunii de impulsuri, și în primul rând amplitudinea, rămân constanți. In figura 21 este arătată succesiunea impulsurilor video, și a celor radio, modulate în lărgime. Și aici se observă cele două modulații suprapuse : prima, constă în variația lărgimii impulsurilor video, față de lărgimea lor inițială t_{i0} în conformitate cu tensiunea modula

toare audio, iar a doua constă în modularea în amplitudine a emițătorului de înaltă frecvență în conformitate cu succesiunea impulsurilor video.

Există mai multe variante ale MIL: dacă numai unul din fronturile impulsului (fie cel anterior, fie cel posterior) se deplasează în

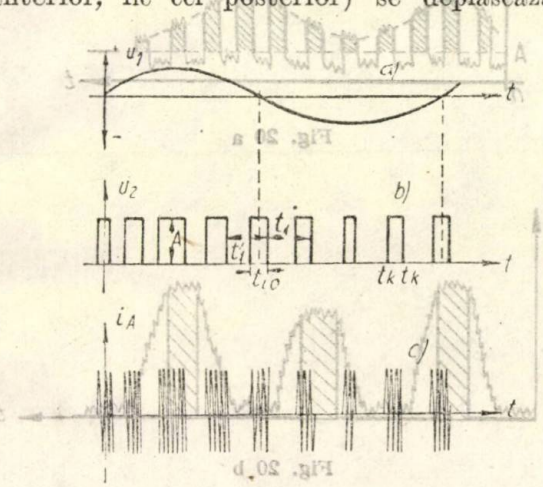


Fig. 21

ritmul modulației, avem modulația unilaterală a impulsurilor în lărgime. Dacă însă poziția de centru a impulsului rămânând neschimbată se deplasează simultan ambele fronturi ale impulsului în ritmul tensiunii modulatoare, avem modulația bilaterală a impulsurilor în lărgime.

Fără a mai da demonstrațiile matematice care în cazul de față sunt mai complicate [1] în figura 22 este arătat spectrul unei succesiuni

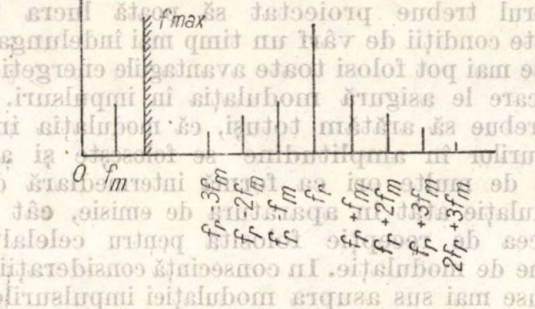


Fig. 22

de impulsuri video, modulate unilateral în lărgime cu o frecvență audio.

Funcția care exprimă succesiunea de impulsuri video modulate unilateral în lărgime poate fi scrisă sub forma:

$$F(t)=\begin{cases} A \text{ — dacă } & t_k < t < t_k' \\ 0 \text{ — dacă } & t_k' < t < t_{k+1} \end{cases} \quad (18)$$

unde t_k ca și t_{k+1} sunt dați de relațiile:

$$t_k + t_m(\omega_m t_k + \theta) = kT_r + t_0 \quad (19)$$

$$t_k' = kT_r + t_0 + t_i \quad (20)$$

După cum se vede din spectrul de frecvență arătat în figura 22, și în cazul modulației impulsurilor în lărgime, ca și în cazul MIA, există o importantă componentă de frecvență modulatoare audio, f_m.

Amplitudinea acestei componente este determinată de valoarea deplasării relative a frontului impulsului, $\alpha = t_m/T_r$.

Avantajul existenței acestei componente cu o amplitudine destul de mare, este că și pentru MIL, ca și pentru MIA, demodularea impulsurilor video se poate face foarte simplu, prin separarea directă a componentei audio din spectru, cu ajutorul unui filtru trece în jos cu frecvența de tăiere f_{max}.

Spre deosebire însă de MIA, în cazul MIL, fiecare din armonicile frecvenței de repetiție este înconjurată de un număr de frecvențe laterale care teoretic vorbind este infinit. Spectrul are deaceea o structură mult mai complexă, și amplitudinea componentelor suplimentare amintite este cu atât mai mare, cu cât este mai mare valoarea deplasării relative a frontului impulsului, $\alpha = t_m/T_r$.

In cazul unei modulații adânci (cu un α mare) și a unui coeficient μ scăzut, prezența în spectru a acestor componente laterale su-

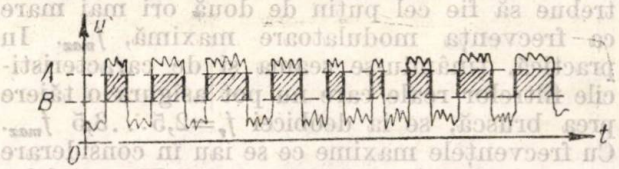


Fig. 23

plimentare poate distorsiona în mare măsură recepția. Dacă însă adâncimea de modulație nu este prea mare amplitudinea acestor componente laterale suplimentare nu este prea mare, și condițiile recepției sunt analoage celor pe care le-am văzut la MIA, fiind posibilă separarea directă a componentei f_m, fără distorsiuni.

Cel mai mare avantaj al MIL față de MIA este faptul că la MIL, pentru eliminarea perturbațiilor, se poate folosi la recepție atât limitarea inferioară, cât și cea superioară a impulsurilor (fig. 23). Prin această metodă se elimină toate perturbațiile cu excepția celor ce se suprapun peste frontul impulsului (datorită faptului că t_i nu poate fi niciodată nul, cât timp lărgimea de bandă a receptorului este finită).

Se poate arăta că efectul acestor perturbații este mult mai neînsemnat decât al celor suprapuse impulsului la MIA și se obține deaceea la ieșirea receptorului de MIL o netă îmbunătățire a raportului semnal/sgomot — față de MIA.

Totuși, MIL are și unele desavantagii: în primul rând ca și la MIA, regimul energetic al emițătorului nu se păstrează constant în timpul modulației tocmai datorită existenței acelei importante componente de frecvență audio în spectrul impulsurilor video.

In al doilea rând, MIL, are față de MIP sau chiar față de MIA desavantajul că nu lucrează cu impulsuri de durată constantă. In consecință, după cum s'a arătat la analiza spectrelor impulsurilor, nici lărgimea de bandă ocupată de impulsurile modulate, nu rămâne constantă. Cum receptorul trebue totuși astfel construit încât să aibe lărgimea de bandă necesară pentru a recepționa nedeformat și pe cel mai scurt dintre impulsuri, ajungem să avem o lărgime de bandă prea mare a receptorului, pentru impulsurile de durată mai lungă. Și, după cum se poate demonstra, dacă nu este asigurată lărgimea de bandă optimă pentru durata de impuls dată, raportul semnal/sgomot la ieșirea receptorului, scade.

MIL se folosește și azi încă într'o serie de radiorelee, datorită calităților sale destul de importante. Această formă de modulație se folosește uneori pentru transmisia sunetului care însoțește imaginea la televiziune. Deasemeni această formă de modulație este extrem de des folosită în aparatajul radioreleelor cu MIP, ca formă intermediară de modulație.

c) *Modulația impulsurilor în poziție* — MIP (fig. 24). La modulația impulsurilor în poziție (sau în fază cum se mai numește această formă de modulație), lărgimea impulsurilor rămâne neschimbată în cursul modulației, dar momentul apariției fiecărui impuls (adică faza sa) față de perioada de repetiție în absența semnalului, se schimbă în concordanță cu tensiunea modulatoare. In figura 24 este ilustrat acest principiu de modulație, în figura 24a este arătată tensiunea audio, modulatoare; în figura 24 b este arătată succesiunea de impulsuri video în absența modulației. După cum se vede, ele se repetă cu perioade de repetiție T_r fixă; în sfârșit în figura 24 c este arătată succesiunea de impulsuri video, modulată în poziție de tensiunea modulatoare audio din figura 24 a. După cum se vede în figura 24 c, s'a produs o deplasare Δt a poziției impulsurilor, față de poziția lor în absența modulației. Această deplasare Δt a poziției impulsurilor este proporțională cu tensiunea modulatoare și în caz că aceasta este sinusoidală deplasarea Δt se poate scrie sub forma:

$$\Delta t_k = t_m \sin(\omega_m t_k + \theta) \qquad (21)$$

unde t_m este deplasarea maximă a impulsurilor în timpul modulației.

După cum se vede, atât mărimea cât și direcția acestei deplasări este determinată de semnul și de valoarea tensiunii modulatoare în momentul emisiei impulsului. Se poate în acest caz scrie:

$$t_k + \Delta t_k = kT_r + t_0. \qquad (22)$$

In această relație, partea dreaptă reprezintă, la valorile întregi ale lui k momentele corespunzând poziției impulsurilor în absența modulației. Mărimea t_k indică momentul emisiei impulsului iar Δt_k reprezintă deplasarea în timp a acestui impuls (considerată pozitivă dacă face așa ca impulsul emis să apară înaintea poziției sale în absența modulației).

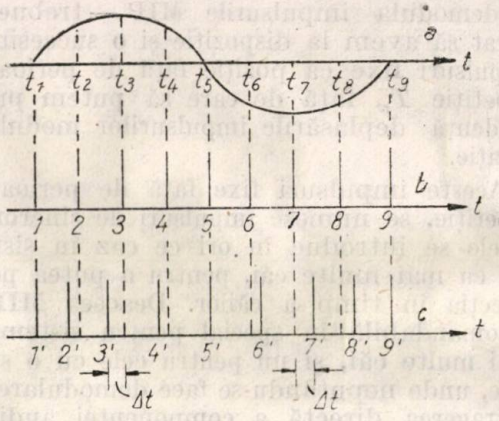


Fig. 24

Făcând înlocuirea relației (21) în (22), găsim pentru MIP:

$$t_k + t_m \sin(\Omega_r t_k + \theta) = kT_r + t_0. \qquad (23)$$

Ca mărime care să caracterizeze adâncimea MIP se folosește deobicei valoarea deplasării relative în timp a impulsurilor:

$$\alpha = \frac{t_m}{T_r}. \qquad (24)$$

Spectrul de frecvențe al MIP este arătat în figura 25. O particularitate a acestui spectru, care îl deosebește radical de spectrul MIL, este faptul că componenta spectrului de frecvență f_m) nu numai că este foarte mic, dar nici nu coincide cu tensiunea de semnal [8]. Dacă separăm din spectrul de frecvențe această

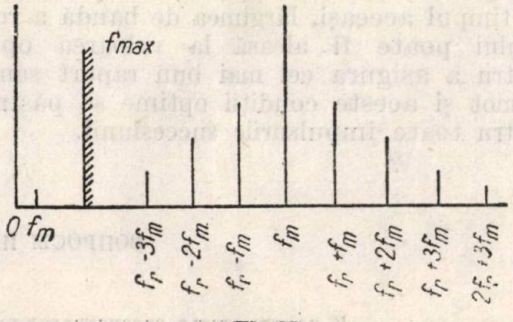


Fig. 25

componentă de frecvență modulatoare, fără a lua măsuri de corecție, se constată că frecvențele modulatoare joase sunt puternic atenuate, pe când cele înalte — accentuate. In consecință dacă am vrea să folosim metoda separării directe a acestei componente, nu numai că ar trebui utilizată o amplificare mare, dar ar mai trebui și o corecție importantă de frecvență.

Deaceea, pentru demodularea impulsurilor video, modulate în poziție, ele se transformă întâi în impulsuri modulate în lărgime sau

uneori în amplitudine, din care modulația se poate extrage prin separarea directă.

Este însă de observat că, pentru a putea face această transformare și în cele din urmă — a demodula impulsurile MIP — trebue neapărat să avem la dispoziție și o succesiune de impulsuri fixe ca poziție față de perioada de repetiție T_r, față de care să putem pune în evidență deplasările impulsurilor modulate în poziție.

Aceste impulsuri fixe față de perioada de repetiție, se numesc impulsuri de sincronizare, și ele se introduc în ori ce caz în sistemele MI cu mai multe căi, pentru a putea permite selecția în timp a căilor. Deaceea MIP este recomandabilă în special pentru sistemele cu mai multe căi, și nu pentru cele cu o singură cale, unde neputându-se face demodularea prin extragerea directă a componentei audio, (ca la MIL sau MIA) aparatura atât la emisie cât și la recepție, s'ar complica mult prin introducerea succesiunii impulsurilor de sincronizare.

Față de MIA sau MIL, MIP are avantajul că asigură emițătorului un regim de lucru mult mai constant, independent de valoarea tensiunii modulatoare. Cum în acelaș timp la MIP impulsurile pot fi de foarte scurtă durată (deobicei—zecimi de microsecundă) la MIP se realizează cel mai bine avantajul principal al modulației în impulsuri, și anume concentarea în timp a energiei, deoarece se pot folosi raporturile $Q = T_r/t_i$ cele mai mari.

In același timp, la MIP se poate foarte bine folosi atât limitarea superioară, cât și cea inferioară a impulsurilor, de unde rezultă o apreciabilă îmbunătățire a raportului semnal/sgomot la ieșirea receptorului, perturbațiile nemai putând influența decât într'o mică măsură frontul impulsurilor.

Totodată, durata impulsurilor t_i rămânând tot timpul aceeași, lărgimea de bandă a receptorului poate fi aleasă la valoarea optimă pentru a asigura cel mai bun raport semnal/sgomot și aceste condiții optime se păstrează pentru toate impulsurile succesiunii.

Toate aceste avantagii fac ca MIP să fie azi de departe cea mai răspândită formă de modulație a impulsurilor. Deși faptul că demodularea impulsurilor nu se poate face direct, ca la MIA sau MIL, dispozitivele de conversiune dela modulația în poziție la cea de lărgime, care trebue folosite la recepție, nu sunt atât de complicate încât să scumpească prea mult instalația, la sistemele cu mai multe căi.

O variantă a MIP este modulația în frecvență a impulsurilor, MIF. Relația între această formă de modulație și MIP, este aceeași ca relația între modulația de frecvență obișnuită și modulația de fază obișnuită, adică diferențele nu sunt prea mari. Intrucât, în cazul folosirii simultane a mai multe căi, nu se pot admite deviații prea mari de frecvență în cazul MIF, ea este mai puțin folosită, neprezentând avantagii față de MIP.

Ar mai fi în sfârșit de menționat MIIF. în care purtătoarea de înaltă frecvență este modulată în frecvență în concordanță cu semnalul audio, după care aceeași purtătoare este modulată în amplitudine de succesiunea impulsuri video, nemodulate. Intrucât metoda nu prezintă avantagii principiale față de celelalte forme ale modulației MI, ea nu este întrebuințată decât în combinație cu alte forme de MI. pentru a permite dublarea numărului de căi în radiorelee.

Bibliografie

[1] *Siforov V. I., Drobov S. A., Sirman I. D., Jeleznov N. A.*: Teoria impulsnoi radiosviazi, Leningrad 1951.
[2] *Ițhochi I. S.*: Impulsnaia tehnica — Moscova 1949.
[3] *Tiagunov G. A.*: Tuburi electronice — București 1951.
[4] *Sirotinschi L. I.*: Tehnica vâsochih napriajenii — Moscova 1951.
[5] *Harchevici A. A.*: Spectrâ i analiz — Moscova 1952.
[6] *Voge J.*: Multiplex téléphoniques et câbles hertziens — Annales des Télécommunications — Febr.-Mart 1950.
[7] *Goldman S.*: Ceastotnâi analiz, modulația i șumâ — Moscova 1952.
[8] *Crâlov N. N.*: Teoreticeschie osnovâ radiotehnichi Moscova 1951.
[9] *Iziumov N. M.*: Impulsnâe sistemâ mnogocanalnoi radiosviazi — Moscova 1947.

★

ВОПРОСЫ ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Резюме

В начале статьи рассматриваются разные формы импульсов, применяемые в радиотехнике, и указываются их характерные параметры: доказывается энергетическое преимущество импульсной работы передатчиков с указанием физических факторов облегчающих этот метод работы.

Затем вводится понятие спектральной функции на основе ряда и интеграла Фурье и даются спектральные функции некоторых типичных импульсов. Рассматривается вопрос ширины полосы пропускания, необходимой для передачи импульсов, и устанавливается связь, существующая между шириной полосы пропускания системы и длительностью фронта импульса на выходе системы.

Анализируются основные виды импульсной модуляции — в особенности амплитудная импульсная модуляция (АИМ), широтная импульсная модуляция (ШИМ), и временная импульсная модуляция (ВИМ) — и рассматриваются характерные особенности, преимущества и недостатки каждого вида модуляции с точки зрения радиорелейных линий связи.

IN SCOPUL IMBUNĂTĂȚIRII ACTIVITAȚII REVISTELOR A. S. I. T.

Biroul Consiliului Central A.S.I.T., întrunit în ședință lărgită cu conducerile revistelor A.S.I.T. și a secțiilor de specialitate, reprezentanți ai ministerelor, precum și activul permanent al revistelor, a luat în discuție activitatea și conținutul lor și a constatat că în cursul anului 1953, revistele A.S.I.T. au realizat progrese pe linia legării științei de practică, sprijinind în mai mare măsură decât în trecut, activitatea inginerilor și tehnicienilor din întreprinderi, institute de cercetări și proiectări. Ele au publicat contribuții originale la rezolvarea unor probleme importante ale producției, au prezentat realizări ale tehnicii înaintate din Uniunea Sovietică și din țara noastră.

S'a constatat însă că în activitatea comitetelor de redacție mai există multe lipsuri, care trebuie înlăturate printr'o orientare mai hotărîtă a revistelor către problemele tehnice mai importante și actuale.

Hotărîrea luată de Biroul Consiliului Central A.S.I.T. cu acest prilej, stabilește măsurile necesare îmbunătățirii activității revistelor A.S.I.T., astfel că ele să devină un sprijin a cadrelor tehnice în munca pe care o depun în vederea ridicării nivelului de trai materia și cultural al oamenilor muncii, potrivit Hotărîrii Plenarei lărgite a C.C. al P.M.R. din 19—20 August 1953. Măsurile preconizate de Hotărîre vor trebui să ducă la legarea temeinică a revistelor de problemele practice importante și imediate ale producției, cu scopul desvoltării continue a tehnicii și lărgirii considerabile a cercurilor de cititori.

Pentru aducerea la îndeplinire a acestor măsuri, revin sarcini comitetelor de redacție, secțiilor de specialitate ale Consiliului Central A.S.I.T., filialelor și cercurilor A.S.I.T.

Astfel, revistele sunt chemate să-și îmbunătățească fundamental munca în toate sectoarele de specialitate și să se orienteze cu hotărîre spre tratarea problemelor legate de producția bunurilor de larg consum și a mijloacelor de producție, de construirea de locuințe, institute de învățământ, culturale și sanitare, de baze lărgite de materii prime, ajutând la folosirea maximă a capacității de producție, la ridicarea continuă a productivității muncii, la descoperirea și mobilizarea rezervelor interne, la îmbunătățirea calității produselor, la protecția și tehnica securității muncii.

Comitetele de redacție vor trebui să-și lege temeinic activitatea, adresându-se prin conținutul lor oamenilor de știință, inginerilor și tehnicienilor, ca și celor mai înaintate cadre de fruntași ai producției (stahanoviști, inovatori, etc.).

Revistele își vor deschide paginile articolelor de critică, stimulând activ lupta de opinii, împotriva a tot ce este învechit și dăunător pentru promovarea experienței celei mai înaintate în producție.

Comitetele de redacție vor strânge în jurul revistelor un mare număr de colaboratori și de corespondenți din toate specialitățile, pe care îi va îndruma în tratarea celor mai importante probleme ale producției. Vor organiza consfătuiri cu cititorii pe filiale sau în unele mari întreprinderi.

Secțiile de specialitate ale Consiliului Central A.S.I.T. vor sprijini comitetele de redacție în mobilizarea unui cerc larg de colaboratori și corespondenți, vor analiza periodic activitatea comitetelor de redacție.

Filialele și cercurile A.S.I.T. au rolul de a stimula redactarea de articole strâns legate de producție, de a organiza desbaterea articolelor în cercuri și secții de specialitate, în scopul aplicării practice a soluțiilor în procesul de producție.

LOPUHIN M. V.: **Producerea oscilaţiilor şi undelor electromagnetice prin flux de electroni,** Editura de stat pentru literatură tehnico-teoretică, Moscova, 1953, 324 pagini.

In ultimile decenii tehnica microundelor a luat o importanţă din cele mai mari, şi în acest domeniu există azi o literatură destul de întinsă. In ceeace priveşte însă problema interacţiunii dintre un flux de electroni şi un câmp electromagnetic de frecvenţă foarte înaltă, literatura este mai greu accesibilă, fiind dispersată în numeroasele articole, apărute în diferite reviste şi la intervale destul de mari de timp. Scopul lucrării de faţă este tocmai de a prezenta o monografie privind problema interacţiunii dintre un flux de electroni şi un câmp electromagnetic de înaltă frecvenţă, problemă foarte importantă pentru tehnica înaltei frecvente, deoarece atât generatorii cât şi amplificatorii de unde centimetrice se bazează pe cedarea energiei cinetice a electronilor, câmpului electromagnetic cu care aceşti electroni sunt în interacţiune.

Prima parte a cărţii îşi propune să stabilească câteva date istorice care arată prioritatea ştiinţei sovietice şi în acest domeniu al ştiinţei şi tehnicei. Astfel, magnetronul cu cavităţi rezonante se datoreşte cercetătorilor ruşi Alexeev şi Maliarov, care l-au inventat în 1939; clistronul reflex a fost inventat de Covalenco în 1940; studiile experimentale relative la utilizarea endovibratorilor (rezonatorilor de volum) la producerea oscilaţiilor centimetrice au fost începute pentru prima dată de cercetătorii sovietici Bonci — Bruevici, Bunimovici, Neuman, în 1940. Prioritate are ştiinţa sovietică şi în ceeace priveşte tratarea teoretică a problemelor puse de producerea frecvenţelor ultra înalte. Astfel prima tratare serioasă a clistronului reflex se datoreşte lui Terleţchi, iar studiul detaliat al acestui instrument fiind făcut de Gvozdover (1945).

După aceste precizări istorice, se expun bazele teoretice ale studierii interactiunii dintre câmp şi particule. Mai întâi se expune succint teoria electronilor prezentând ecuaţiile care guvernează fenomenele în care electronii sunt consideraţi separaţi unul de celălalt. Se scriu apoi ecuaţiile generale ale câmpului maxwellian, ecuaţii în care în membrul drept apare curentul total. In etapa următoare se arată cum se poate scrie curentul total în funcţie de ecuaţia mişcării electronilor, ceeace permite în cele din urmă a scrie ecuaţiile câmpului electromagnetic în care în membrul drept apar integralele ce arată contribuţia sarcinilor — adică a electronilor. Se expun apoi diferitele aproximări care se pot face.

După aceste noţiuni introductive, se trece la tratarea propriu zisă a subiectului, care începe cu problema excitării endovibratorului în aproximaţia în care se consideră câmpul ca fiind cunoscut dela început. Problema se tratează energetic, în cazul unui clistron cu un singur circuit. Se trece apoi la cazul unui monotron, adică a unui clistron tot cu un singur circuit, la care fluxul de electroni este constant. Se trece apoi la teoria clistronului reflex. Tot în capitolul I se studiază, aşa cum este şi natural, problema schimbului de energie dintre câmpul electromagnetic al endovibratorului şi fluxul de electroni ce străbate clistronul în sens invers, după cum sunt reflectaţi.

Capitolul II tratează problema excitării endovibratorului în ipoteza unui curent de electroni dat. In acest capitol se tratează problema excitării antenelor şi a fantelor.

După aceste capitole în care se expun metodele particulare de aproximaţie, se trece în capitolul III la tratarea teoriei generale a clistronului cu un singur circuit.

In cap. IV se studiază excitarea lanţurilor formate din mai mulţi cuadripoli, şi a sistemelor electrice cu constante distribuite. Se studiază aci condiţia generală de oscilare, şi teoria clistronului cu constante distribuite.

După ce până acum s'au studiat mai ales probleme legate de clistron, deci de endovibratori teroidali, în capitolul V se studiază excitarea endovibratorilor de forme arbitrare, iar în cap. VI se studiază sistemele electronice cu structuri marginale periodice, cum ar fi de ex. un cilindru la care fluxul de electroni este axial, iar cilindrul are în pereţi o serie de rezonatori, dispuşi în mod periodic faţă de flux.

Această problemă pregăteşte capitolul următor, în care se studiază tubul cu undă progresivă.

Ultimul capitol tratează caracterul statistic al sistemelor cu mai multe fascicole de electroni, fără a trata însă problema sgomotului de fond. In acest capitol se studiază temeinic tubul cu mai multe fascicole de electroni. Acest tub se bazează pe cercetările teoretice întreprinse încă din 1938 de A. A. Vlasov şi poate funcţiona atât ca amplificator, cât şi ca generator de unde centimetrice. Funcţionarea acestui tub se bazează pe interacţiunea dintre mai multe fascicole paralele de electroni.

Tratarea problemei începe prin descrierea construcţiei şi a caracteristicelor experimentale ale acestui tub, puţin cunoscut la noi. Se expune apoi teoria lui Vlasov şi se arată în ce măsură teoria explică datele experimentale. Se studiază apoi excitarea endovibratorilor ţinând seama de împrăştierea electronilor. Se dă deasemeni teoria tubului cu unde progresive, ţinând seama de agitaţia termică a electronilor.

La sfârşitul cărţii se dau sub forma unor completări, diferite rezultate teoretice, cum ar fi: temperatura electronilor în sistemele cu mai multe fascicole de electroni; demonstrarea convergenţei anumitor serii care interveneau în cursul expunerii; studierea influenţei pe care o are sarcina spaţială asupra fluxului de electroni.

Cartea este scrisă la un nivel înalt şi se adresează inginerilor, oamenilor de ştiinţă şi studenţilor care se ocupă de această problemă. Menţionăm faptul că se utilizează numai sistemul MKS raţionalizat.

Prof. ing. *Edm. Nicolau*

INDICAȚIUNI PENTRU AUTORI

Redacția roagă autorii să țină seamă la întocmirea manuscriselor, de următoarele:

1. Subiectele trimise spre publicare să fie în strânsă legătură cu sarcinile concrete ale Planului Cincinal și ale Planului de Electrificare și să reflecte munca și realizările dela locul de producție, precum și însușirea experienței și tehnicei sovietice.

2. Tratarea subiectelor să fie făcută la un nivel științific și tehnic ridicat cu consultarea literaturii sovietice de specialitate și într'un stil clar, sobru și concis, evitându-se repetările inutile.

3. Se vor respecta regulile ortografice ale Academiei R.P.R., iar notațiile și termenii tehnici să fie în concordanță cu standardele în vigoare.

4. Expunerea să nu depășească în general 10 — 12 pagini dactilografiate.

5. Articolele să fie scrise la mașină, în dublu exemplar, pe o singură față a hârtiei, la două rânduri, cu o margine în stânga de 5 cm, iar corecturile după dactilografiere să fie executate cu cerneală, pe ambele exemplare. In mod excepțional articolele vor putea fi scrise și de mână, însă numai cu cerneală, foarte citeț și tot pe o singură față a hârtiei.

6. Articolele să fie însoțite de un rezumat de aproximativ 10 rânduri.

7. Articolele să fie însoțite de desene, grafice și fotografii; numărul lor să fie numai cel strict necesar înțelegerii textului.
Desenele să fie executate în tuș negru, pe hârtie de calc, respectându-se normele STAS. In cazul când în mod excepțional, vor fi executate cu creionul, desenele să fie curate și clare. Indicațiile sau notațiile de pe desene vor fi scrise citeț. Fotografiile vor fi clare având dimensiunile de cel puțin 9 × 12 cm.
Desenele, graficele și fotografiile trebue trimise odată cu articolul, dar nu lipite pe manuscris, ci separat, adăugându-se și o listă a lor, care să cuprindă neapărat legendele respective.
Fiecare desen sau fotografie va purta un număr de ordine corespunzător cu cel menționat în text. In textul articolului se va arăta locul figurilor.

8. Formulele să fie scrise de mână, cu cerneală și foarte citeț. Indicii să fie scriși mai jos, iar exponenții mai sus; și unii și ceilalți, mai mici decât simbolurile.

9. Tabelele care vor sintetiza rezultatele cercetărilor să fie explicate și să se indice unitățile de măsură în care sunt alcătuite. Unitățile de măsură străine vor fi transformate în cele metrice.
Titlurile rubricilor se vor scrie complet, fără prescurtări. Conținutul tabelelor va fi scris cu cea mai mare atenție pentru a se evita strecurarea erorilor.

10. Autorii sunt obligați ca la finele articolelor să indice bibliografia utilizată. Această indicare se va face în modul următor:
Pentru tratate: numele autorului, titlul lucrării, localitatea și editura, anul apariției, volumul, pagina.
Pentru periodice: numele autorului, titlul revistei, n-rul, anul, pagina.

11. Toate articolele vor fi semnate de autor. Autorii vor indica totodată, citeț, numele și pronumele complet, adresa, instituția unde lucrează și numerele de telefon spre a li se putea face comunicări în caz de nevoie, precum și domiciliul și circumscripția financiară pentru a li se putea remite drepturile de autor.

12. Articolele care tratează rezultate de cercetări sau realizări vor purta viza instituției respective.

13. In cazul când li se trimit corecturile, autorii sunt obligați să le restitue în termen de maximum 24 ore, neadmițându-se nicio modificare față de manuscris.

14. Remunerarea articolelor și a desenelor se face după apariție potrivit tarifului în vigoare.

ABONAMENTELE

SE PRIMESC LA TOATE OFICIILE POȘTALE DELA ORAȘE ȘI SATE, PRIN FACTORI POȘTALI, PRIN PROPAGANDIȘTI, PRECUM ȘI LA SECȚIILE RAIONALE DE DIFUZARE A PRESEI

Tarif pentru întreprinderi — *LEI 96 anual*

Tarif pentru muncitori, tehnicieni, ingineri — *LEI 30 anual*

E 2040

KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.
ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Institut. de Documentare Tehnică
BUCUREŞTI
OFERTE - CERERE
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - CMEHA

2

EDITURA ENERGETICĂ DE STAT

1954

SUMARUL

Pag.

Pl. Andronescu: Calcule de aproximaţie în fenomene feromagnetice şi analiză Fourier 41

I. Novac şi *O. Centea:* Influenţa momentelor asincrone parazite, datorite armonicilor superioare, asupra momentului maşinii asincrone trifazate în colivie 48

Edm. Nicolau: Alegerea frecvenţei de lucru pentru a stabili o radiolegătură 57

D. Oncica: Materiale cu proprietăţi magnetice speciale şi domeniul lor de utilizare 62

C. Cruceru şi Gh. Costea: Cabluri de radiofrecvenţă coaxiale 69

St. Grosn; Schimburi de energie între sarcinile electrice în mişcare 78

* * * Indicator tematic pe anul 1954 79

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

Пл. Андронеску: Приближенные расчеты ферромагнитных явлений и анализ Фурье 41

И. Новак и *О. Чентя:* Влияние асинхронных паразитных моментов вследствие высших гармоник, на момент асинхронного трехфазного двигателя с беличьей клеткой 48

Эдм. Николау: Выбор рабочей частоты для установления радиосвязи 57

Д. Ончика: Материалы с специальными магнитными свойствами и область их применения . . 62

К. Кручеру и *Г. Костя:* Коаксиальные радиочастотные кабели 69

Ст. Гросу: Энергетический обмен между движущимися электрическими зарядами 78

Тематический указатель на 1954 г. 79

REDACŢIA: Bucureşti, B-dul 1848 Nr. 10

Raionul Tudor Vladimirescu

Telefon: 30730—35728

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.
ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

APARE LUNAR SUB INGRIJIREA UNUI COMITET DE REDACȚIE

Anul II · Nr. **2** Februarie 1954

Országos Műszaki Könyvtár BUDAPEST

CALCULE DE APROXIMAȚIE ÎN FENOMENE FEROMAGNETICE ȘI ANALIZA FOURIER

Prof. Dr. Ing. PLAUȚIUS ANDRONESCU

Se exemplifică modul de mânuire a uneltelor matematice folosite la integrarea și diferențierea grafică și se expune metoda de stabilire a aproximației cu care se obțin rezultatele calculate

Electricienii sunt interesați în a cunoaște unelte matematice pentru rezolvarea problemelor complexe ce se ivesc în Electrotehnică.

Obișnuit tehnica oferă funcțiuni cari nu se dau analitic, ci sub formă grafică, pe baza unor ridicări experimentale, cum este curba de magnetizare a unui material feromagnetic, sau curba de răspuns a unui alt element neliniar, cum ar fi o supapă redresoare sau tub electronic.

Una din problemele ce se pun curent este să aproximăm cât mai bine curba într'un anumit domeniu printr'un polinom; odată rezolvată această problemă putem ușor calcula funcțiunile de punct care reprezintă integrala sau derivata, adică aria cuprinsă de curbă, sau înclinarea tangentei într'un punct, acestea considerate ca funcțiuni de x.

Aproximarea curbei în jurul unui punct se poate face printr'o desvoltare în serie; dacă vrem să obținem un polinom de grad p trebuie să cunoaștem în punctul considerat cele p derivate ale curbei, adică $(p+1)$ puncte vecine. In general soluția aceasta nu ne mulțumește deoarece problema tehnică ne cere aproximarea funcțiunii într'un domeniu mai larg $x_1 \div x_{2n+1}$, nu numai strict în jurul unui punct. In acest caz este preferabil a alege $p+1$ puncte pe curbă, și a scrie că ele satisfac o ecuație de formă polinom de grad p. In modul acesta se obține un sistem de $p+1$ ecuații liniare din care rezultă coeficienții a_0, $a_1 \ldots a_p$ ai funcțiunei raționale de forma:

$$y = \varphi(x) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + \ldots + a_p x^p$$

care va aproxima funcțiunea experimentală dată $y = f(x)$. Dar alegerea celor $p+1$ puncte a fost făcută în mod arbitrar; dacă se făcea altă alegere se obținea desigur altă serie de coeficienți a_0, $a_1 \ldots a_p$, cu valori aproapiate de cele obținute anterior. Se pune problema care din aceste serii de coeficienți reprezintă mai bine funcțiunea $f(x)$ în domeniul fixat $x' - x''$.

Metoda celor mai mici pătrate ne spune că acești coeficienți a trebuie astfel aleși încât abaterea pătratică

$$\Delta = \int_{x_1}^{x_{2n+1}} [f(x) - \varphi(x)]^2 dx$$

în domeniul $x_1 \div x_{2n+1}$ să fie minimă, atunci când coeficienții a pot primi diferite valori. Trebuie deci ca derivatele lui Δ în raport cu fiecare din acești coeficienți să fie nule, adică se va mai obține un sistem de $p+1$ ecuații, una dintre ele fiind de forma:

$$\frac{1}{2}\frac{\partial \Delta}{\partial a_\zeta} = \int_{x_1}^{x_{2n+1}} x^\zeta [f(x) - \varphi(x)]\, dx = 0.$$

Dând lui ζ valori întregi dela 0 la p, se obține sistemul de $p+1$ ecuații. Rezolvarea acestui sistem ne va da valorile optime pentru cei $p+1$ coeficienți. Se vede că valorile lor nu mai depind de alegerea arbitrară a $p+1$ puncte ci de întreaga curbă, prin integralele respective.

Dacă se face schimbarea de variabilă:

$$x = \frac{x_1 + x_{2n+1}}{2} - \frac{x_1 - x_{2n+1}}{2}\zeta$$

atunci ecuația tip de mai sus se reduce la :

$$\frac{1}{2}\frac{\partial \Delta}{\partial a_\zeta} = \int_{-1}^{+1} \xi^\zeta [f(\xi) - \varphi(\xi)]\, d\xi = 0.$$

Procedând la calcule se găsește că acești coeficienți a sunt funcțiuni de următoarele integrale :

$$k_0 = \frac{1}{2}\int_{-1}^{+1} f(\xi)d\xi\,; \quad k_1 = \frac{1}{2}\int_{-1}^{+1} \xi f(\xi)d\xi\,;$$

$$k_2 = \frac{1}{2}\int_{-1}^{+1} \xi\, f(\xi)\, d\xi.$$

Intr'adevăr dacă se alege de pildă pe rând, gradul polinomului de aproximare ca fiind 0, 1, 2, 3 și 4 se găsesc următoarele valori :

$p = 0 \quad a_0 = k_0$

$p = 1 \quad a_0 = k_0 \quad a_1 = 3k_1$

$p = 2 \quad a_0 = \frac{3}{4}(3k_0 - 5k_2) \quad a_1 = 3k_1$

$a_2 = \frac{15}{4}(3k_2 - k_0)$

$p = 3 \quad a_0 = \frac{3}{4}(3k_0 - 5k_2) \quad a_1 = \frac{15}{4}(5k_1 - 7k_3)$

$a_2 = \frac{15}{4}(3k_2 - k_0) \quad a_3 = \frac{35}{4}(5k_3 - 3k_1)$

$p = 4 \quad a_0 = \frac{15}{14}(15k_0 - 70k_2 + 63k_4)$

$a_1 = \frac{15}{4}(5k_1 - 7k_3) \quad a_2 = \frac{21}{32}(-25k_0 + 210k_2 - 225\, k_4) \quad a_3 = \frac{35}{4}(5k_3 - 3k_1)$

$a_4 = \frac{35}{64}(27k_0 - 270k_2 + 315k_4).$

Calculul integralelor k_0, k_1, k_2, etc. se poate face prin aproximație, utilizând formula lui Simpson. In anexa I se justifică formula lui Simpson și se arată că dacă funcțiunea experimentată este de forma unui polinom de grad 1, 2 sau 3 eroarea prin formula lui Simpson este nulă.

Odată aflată curba sub forma analitică de polinom se deduce ușor integrala sau derivata, ca funcțiuni de x.

Derivata la curba de magnetizare. Cum tensiunea electromotoare de inducție este egală cu derivata fluxului magnetic în raport cu timpul, atunci când H și i au variații cunoscute în raport cu timpul, rezultă că în aceste cazuri trebuie să se calculeze derivata $\frac{dB}{dH}$ în limitele de variație ale lui H. Se ia un caz concret de curbă de magnetizare. Figura 1 reprezintă inducția magnetică în funcție de intensitatea câmpului magnetic

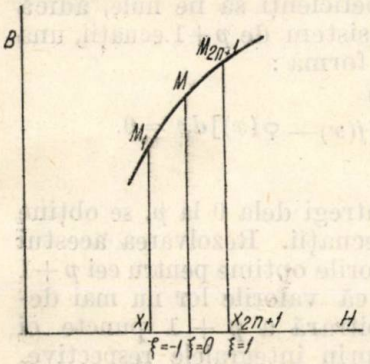


Fig. 1

stabilită pe cale experimentală. Se cere să se calculeze derivata în punctul M.

Prin calcularea lui a_1, se verifică poziția tangentei în punctul M.

In acest scop se formează tabela 1.

Avem :

$$\frac{df(x)}{dx} = \frac{d\varphi(\xi)}{\frac{x_1 - x_{2n+1}}{2}\, d\xi}$$

Pentru punctul P de pe curbă, pentru care se cere să se determine derivata, se fixează $\xi = 0$.

In cazul acesta se obține :

$$\frac{1}{\frac{x_1 - x_{2n+1}}{2}}\left(\frac{d\varphi(\xi)}{d\xi}\right)_{\xi=0} = \frac{1}{4h}\left(\frac{(d\varphi(\xi)}{d\xi}\right)_{\xi=0} = \left(\frac{d\varphi(\xi)}{d\xi}\right)_{\xi=0} = a_1$$

Atât pentru $p = 1$ cât și pentru $p = 2$ expresia lui a_1, este $a_1 = 3k_1$

Atât pentru $p = 3$ cât și pentru $p = 4$ expresia lui a_1 este $a_1 = \frac{15}{4}(5\, k_1 - 7\, k_3)$. h se ia egal cu $\frac{1}{4}$.

Tabela 1

Calculul derivatei $\frac{dy}{dx}$ și calculul coeficienților a_0, a_1, a_2, a_3

x	ξ	$f(\xi)$	$\xi f(\xi)$	$\xi^2 f(\xi)$	$\xi^3 f(\xi)$
x_1	-1	8300	-8300	8300	-8300
x_2	$-3/4$	8500	-6390	4800	-3600
x_3	$-1/2$	8700	-4350	2180	-1090
x_4	$-1/4$	8880	-2225	556	138
x_5	0	9100	0	0	0
x_6	$1/4$	9200	2300	577	142
x_7	$1/2$	9380	4690	2350	1175
x_8	$3/4$	9550	7190	5390	4050
x_9	1	9605	9650	9650	9650

$k_0 = 9000 \quad k_1 = 230 \quad k_2 = 3010 \quad k_3 = 138{,}6$

Avem : $x = \frac{x_1 + x_q}{2} - \frac{x_1 - x_q}{2}\xi = (x_1 + 4h) + 4h\xi.$

$\xi = 0{,}25 \quad \xi = 0{,}5 \quad \xi = 0{,}75$

$\xi^2 = 0{,}0625 \quad \xi^2 = 0{,}25 \quad \xi^2 = 0{,}5625$

$\xi^3 = 0{,}0156 \quad \xi^3 = 0{,}125 \quad \xi^3 = 0{,}424$

$\xi^4 = 0{,}0039 \quad \xi^4 = 0{,}0625 \quad \xi^4 = 0{,}319$

Se calculează mai întâi : k_1 și k_3.

Pentru $\xi = -1$ se obține $x = x_1$

„ $\xi = +1$ „ „ $x = x_1 + 8h = x_q$.

Calculul se efectuează cu rigla de calcul.

Când se ia în considerare funcțiunea rațională de gradul 2 se obține :

$$\left(\frac{d\varphi(\xi)}{d\xi}\right)_{\xi=0} = a_1 = 3\, k_1 = 690.$$

Iar când se ia în considerare funcțiunea rațională de gradul 3, rezultă :

$$\left(\frac{d\varphi(\xi)}{d\xi}\right)_{\xi=0} = a_1 = \frac{15}{4}(5\, k_1 - 7\, k_3) = 675.$$

Diferența între cele două valori este mică.

Se recomandă să se ia valoarea medie :

$$a_{1_{mijl.}} = 683 = \frac{1}{8}(87\, k_1 - 105\, k_3).$$

Prin calcularea lui $a_{1_{mijl.}}$ se controlează tangenta dusă în M la curba dată.

Calculul numeric spre exemplu pentru k_1 este următorul : Se utilizează formula lui Simpson pentru calcularea integralei :

$$\int_{-1}^{+1} \xi f(\xi)d\xi = \frac{h}{3}(2Y_i + 4\, Y_p - Y_{1,2n+1}) \quad \text{în care : } h = \frac{1}{4}.$$

Avem :

8300	4690	14340—	$2Y_i = 2 \cdot 1690 = 3380.$
4350	9650	12650	
12650	14340	1690	
6390	2300	9490—	$4Y_p = 4 \cdot 875 = 3500.$
2225	7190	8615	$Y_{1,2n+1} = 9650 - 8300 = 1350$
8615	9490	875	

$$\frac{h}{3}(2Y_i + 4Y_p - Y_{1,2n+1}) = \frac{5330}{3.4}$$

astfel că : $k_1 = \frac{1}{2}\int_{-1}^{+1} \xi f(\xi)\, d\xi = \frac{5330}{24} = 230.$

Pentru a ne convinge că parabola coincide în mod satisfăcător cu curba dată, în porțiunea stabilită, calculăm abaterea patratică Δ :

$$\Delta = \int_{\xi=-1}^{\xi=1} [f(\xi) - (a_0 + a_1\xi + a_2\xi^2)]^2 d\xi$$

și formăm rădăcina patrată a abaterei patratice medie :

$$\sqrt{\frac{\Delta}{N-1}}.$$

In acest scop se determină coeficienții : a_0, a_1, a_2.
Din tabela 1 se deduc :

$$a_0 = \frac{3}{4}(3k_0 - 5k_2) = 8800$$

$$a_1 = 3k_1 = 690$$

$$a_1 = \frac{15}{4}(3k_2 - k_0) = 112{,}5.$$

Se obține : $\varphi(\xi) = 8800 + 690\ \xi + 112{,}5\ \xi^2$.
In tabela 2 sunt trecute valorile : $f(\xi)$, $\varphi(\xi)$, $[f(\xi) - \varphi(\xi)]$ și $[f(\xi) - \varphi(\xi)]^2$. Se obține $\Delta = 913050$.

$$\sqrt{\frac{\Delta}{N-1}} = \sqrt{\frac{913050}{8}} = 337.$$

Tabela 2

Determinarea abaterii patratice Δ

x	ξ	$f(\xi)$	$\varphi(\xi)$	$[f(\xi) - \varphi(\xi)]$	$[f(\xi) - \varphi(\xi)]^2$
1	−1	8300	8222,5	77,5	6000
2	−3/4	8500	8344,1	155,9	25500
3	−1/2	8700	8438,1	216,9	46900
4	−1/4	8880	8697,4	182,6	33400
5	0	9100	8800,0	300,0	90000
6	1/4	9200	8978,32	221,48	49000
7	1/2	9380	9173,1	206,9	42500
8	3/4	9550	9382,1	169,7	28600
9	1	9650	9602,5	47,5	2250

$\Delta = 913050$

O funcțiune rațională de gradul 3 va coincide bineînțeles mai bine cu curba dată pe porțiunea fixată.

Se va obține o micșorare a abaterii patratice Δ.

Pentru funcțiunea rațională de gradul 3 se obțin :

$$a_0 = \frac{3}{4}(3k_0 - 5k_2) = 8800 \qquad a_1 = \frac{15}{4}(5k_1 - 7k_3) = 675$$

$$a_2 = \frac{15}{4}(3k_2 - k_0) = 112{,}5 \qquad a_3 = \frac{35}{4}(5k_3 - 3k_1) = \frac{35}{4} \cdot 3 = 26{,}5.$$

Se constată că a_3 este mic, ceeace înseamnă că funcțiunea rațională de gradul 2, coincide satisfăcător cu curba dată. Pe de altă parte a_2 reprezintă derivata de ordinul doi pentru $\xi = 0$ și se poate folosi la determinarea razei de curbură.

Totuși la determinarea derivatei în M se recomandă să se determine a_1 pentru funcțiunea rațională de gradul 2 cât și pentru funcțiunea de gradul 3 și se formează media aritmetică.

Din cele desvoltate mai sus, se trage concluzia că prin ajutorul metodei celor mai mici pătrate ale abaterii, se poate construi cât mai exact caracteristica

$$\frac{dB}{di} = f'(i)$$

atunci când $B = f\ (i)$ este cunoscută numai pe cale experimentală. Cu această ocazie mai relevăm și cazul când poate fi folosită o funcțiune rațională de forma :

$$H = a_1B + a_3B^3 + a_5B^5$$

care, între anumite limite, să se găsească destul de apropiată de caracteristica de magnetizare dată :

$$B = f\ (H).$$

Deoarece într'un astfel de caz nu se mai pune problema determinării cât mai exacte a derivatei :

$$\frac{dB}{dH}$$

nu se mai folosește metoda celor mai mici patrate ale abaterei, pentru determinarea coeficienților : a_1, a_3, a_5.

Spre exemplu : dacă se ia în considerare caracteristica de magnetizare pentru tablă de transformator din tabela 9—5 din „Electrotehniceschi Spravocinic", 1952, pag. 157, vom fixa 3 puncte pentru B și H.

Spre exemplu :

$H_1 = 1$ oersted $\quad B_1 = 5600$ gauss
$H_2 = 3$ oersted $\quad B_2 = 10000$ gauss
$H_3 = 7$ oersted $\quad B_3 = 12800$ gauss

In felul acesta se obțin trei ecuații liniare în : a_1, a_3, a_5.
Rezolvarea lor ne conduce la funcțiunea rațională :

$$H = 0{,}1725 \cdot 10^{-3}B - 0{,}304 \cdot 10^{-12}\ B^3 + 1{,}575 \cdot 10^{-20}B^5$$

care trece prin cele trei puncte fixate ale curbei de magnetizare. Se constată că o astfel de funcțiune rațională reprezintă o curbă destul de apropiată de curba de magnetizare între limitele : $B = 4500$ și $B = 13000$ gauss.

Prin introducerea a încă unui termen : a_7B^7 în expresia funcțiunei raționale, se vor fixa 4 puncte în loc de trei pentru determinarea coeficienților : a_1, a_3, a_5, a_7, iar curba obținută se va găsi și mai apropiată de caracteristica de magnetizare. In general este suficient exprimarea funcțiunei numai cu trei termeni. O astfel de funcțiune poate fi folosită ca o reprezentare analitică a curbei de magnetizare și folosită ca atare.

Corecții în analiza Fourier. Se știe că o funcțiune periodică nesinusoidală $f(t)$ se poate reprezenta printr'o serie Fourier

$$f(t) = \frac{b_0}{2} + \sum_{\nu=1}^{\infty}(a_\nu \sin\nu\omega t + b_\nu \cos\nu\omega t)$$

în care amplitudinele armonicelor se calculează prin :

$$\frac{1}{2}a_\nu\ T = \int_0^T f(t) \sin\nu\omega t\, dt\,;$$

$$\frac{1}{2}b_\nu\ T = \int_0^T f(t) \cos\nu\omega t\ dt$$

iar termenul constant prin

$$\frac{1}{2} b_0 T = \int_0^T f(t)\, dt.$$

Intrucât funcțiunea $f(t)$ se dă experimental, pentru calculul coeficienților, se obișnuește să se aproximeze ariile respective prin sume de dreptunghiuri întrebuințându-se formulele :

$$\frac{1}{2} a_\nu^* T = \sum_{\lambda=1}^{\lambda=2k} Y_\lambda \sin \nu \frac{\pi}{k} \lambda \Delta t$$

$$\frac{1}{2} b_\nu^* T = \sum_{\lambda=1}^{\lambda=2k} Y_\lambda \cos \nu \frac{\pi}{k} \lambda \Delta t.$$

Pentru a micșora erorile se propune calculul acestor armonice întrebuințând *trapeze în locul dreptunghiurilor* (metoda este dată în anexa II). In acest caz se obțin niște factori de corecție θ_ν

$$a_\nu = \theta_\nu a_\nu^*$$

$$b_\nu = \theta_\nu b_\nu^*$$

unde

$$\theta_\nu = \left(\frac{\sin \nu \frac{\pi}{2k}}{\nu \frac{\pi}{2k}} \right)^2.$$

De pildă pentru armonicele de ordinul 5 și 7 și pentru $2k = 24$ se obține

$$\theta_5 = 0{,}84 \qquad \theta_7 = 0{,}759.$$

Erorile procentuale devin

$$\frac{a_5^* - a_5}{a_5^*} 100 = (1 - \theta_5)\, 100 = 16\,\%.$$

$$\frac{a_7^* - a_7}{a_7^*} 100 = (1 - \theta_7)\, 100 = 24\,\%.$$

Un asemenea rezultat ne atrage atenția că introducerea corecturilor la determinarea prin metoda grafică a amplitudinilor este necesară. A alege pe $2k$ mai mare decât 24 îngreunează calculul fără a se obține practic o eroare mai mică din momentul ce se folosește dreptunghiurile în loc de trapeze și nu se aplică formula lui Simpson.

Anexa I. **Integrarea prin formula lui Simpson.** Figura 2 reprezintă funcțiunea $Y = f(x)$ obținută pe cale experimentală. Formula lui Simpson ne arată cum se calculează în mod simplu integrala :

$$S = \int_{x=x_1}^{x=x_{2n+1}} f(x)dx. \qquad (1)$$

Din figura 2 rezultă că S reprezintă o sumă de suprafețe : $S = \sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_3 + \ldots + \sigma_{2n}$.
Prin formarea de diferite trapeze de înălțime h se obține inegalitatea :

$$h(Y_1 + Y_3) < \sigma_1 + \sigma_2 < 2h\, Y_2$$

dacă curbura este în jos ; în caz contrar inegalitățile au loc în sens invers. Dat fiind că $\sigma_1 + \sigma_2$ se consideră mai aproape de $2hY_2$ decât de $h(Y_1 + Y_3)$ se ia valoarea $2hY_2$ cu ponderea 2 astfel că :

$$\sigma_1 + \sigma_2 = \frac{1}{3} [h(Y_1 + Y_3) + 2 \cdot 2hY_2] = \frac{h}{3} (Y_1 + 4Y_2 + Y_3) \qquad (2)$$

Relația (2) este cunoscută sub denumirea de formula lui Simpson. Este recomandabil să se împartă intervalul $(X_{2n+1} - X_1)$ în $2n$ părți egale, în care avem :

$$\frac{X_{2n+1} - X_1}{2n} = h.$$

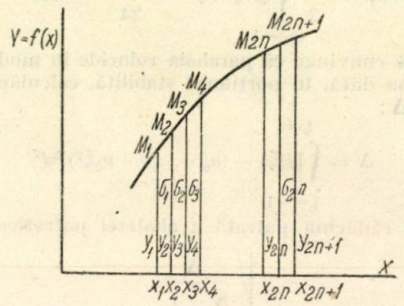


Fig. 2

In felul acesta suprafața totală S se formează prin sume de câte două suprafețe parțiale :

$$\sigma = (\sigma_1 + \sigma_2) + (\sigma_3 + \sigma_4) + \ldots + (\sigma_{2n-1} + \sigma_{2n})$$

în care avem :

$$\sigma_1 + \sigma_2 = \frac{h}{3} (Y_1 + 4Y_2 + Y_3)$$

$$\sigma_3 + \sigma_4 = \frac{h}{3} (Y_3 + 4Y_4 + Y_5)$$

. . . . . .

$$\sigma_{2n-1} + \sigma_{2n} = \frac{h}{3} (Y_{2n-1} + 4Y_{2n} + Y_{2n+1}).$$

Dacă se introduce : $Y_1 - Y_1$ în prima sumă și $Y_{2n+1} - Y_{2n+1}$ în ultima sumă se obține formula lui Simpson pentru întreaga suprafață S în forma :

$$S = \int_{x_1}^{x_{2n+1}} f(x)dx = \frac{h}{3} (2Y_i + 4Y_p - Y_{1,2n+1}) \qquad (3)$$

în care :

$$Y_i = Y_1 + Y_3 + \ldots + Y_{2n+1}$$
$$Y_p = Y_2 + Y_4 + \ldots + Y_{2n}$$
$$Y_{1,2n+1} = Y_1 + Y_{2n+1}.$$

Dat fiind că formula lui Simpson reprezintă integrala :

$$\int_{x_1}^{x_{2n+1}} f(x)dx$$

cu o oarecare aproximație, se întreabă : *cum se poate stabili o astfel de aproximație* ?
Deoarece funcțiunea $f(x)$ poate fi exprimată printr'o serie Taylor, rezultă că în măsura în care δx este luat mic vom considera în mod aproximativ un număr limitat de termeni astfel că :

$$f(x + \delta x) = f(x) + \frac{\delta x}{1!} f'(x) + \frac{(\delta x)^2}{2!} f''(x) + \ldots + \frac{(\delta x)^p}{p!} f^p(x).$$

Acest fapt ne arată, că pornind dela punctul M_1 unde considerăm $x = 0$ pentru o porțiune mică a curbei putem scrie :

$$f(\delta x) = a_0 + a_1(\delta x) + a_2 (\delta x)^2 + \ldots + a_p(\delta x)^p.$$

Ca urmare o funcţiune raţională de forma :

$$\varphi(x) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + \ldots + a_p x^p$$

va putea fi adusă să coincidă cu curba dată $f(x)$ pe porţiunea M_1, M_2, M_3 (fig. 2) cu atât mai satisfăcător, cu cât p este mai mare, dat fiind că funcţiunea $\varphi(x)$ devine cu atât mai flexibilă cu cât ea va poseda mai multe valori maxime sau minime.

In consecinţă să luăm în considerare funcţiunea raţională :

$$Y = \varphi(\xi) = a_0 + a_1 \xi + a_2 \xi^2 + \ldots + a_p \xi^p \qquad (4)$$

în care s'a înlocuit variabila x prin variabila ξ pentru a uşura calcularea integralei (fig. 3).

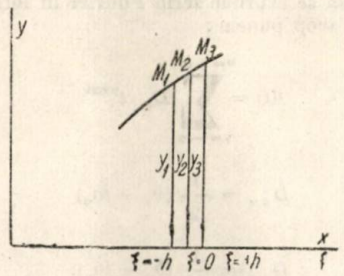


Fig. 3

Se cere să se determine integrala definită :

$$S = \int_{-h}^{+h} \varphi(\xi) d\xi.$$

Se va determina suprafaţa S, considerându-se pe rând cazurile când funcţiunea raţională $\varphi(\xi)$ este de gradul : 0, 1, 2, 3, 4.

Se obţin :

$$S_{p=0} = 2 a_0 h \qquad S_{p=1} = 2a_0 h$$

$$S_{p=2} = 2a_0 h + 2 \frac{a_2}{3} h^3 \qquad S_{p=3} = 2 a_0 h + 2 \frac{a_2}{3} h^3$$

$$S_{p=4} = 2 a_0 h + 2 \frac{a_2}{3} h^3 + 2 \frac{a_4}{5} h^5.$$

Se constată uşor că S pentru cazurile când funcţiunea raţională este de gradul : 0, 1, 2 şi 3, obţine o expresie identică cu aceea dată de formula (2) a lui Simpson.

Avem :

$$S_{p=0} = 2a_0 h = 2hY_2 = \frac{h}{3} 2 Y_2 + 2 \frac{h}{3} (Y_1 + Y_3) =$$

$$= \frac{h}{3} (Y_1 + 4Y_2 + Y_3)$$

$$S_{p=1} = 2 a_0 h = \frac{h}{3} (Y_1 + 4Y_2 + Y_3).$$

$$S_{p=2} = 2 a_0 h + \frac{2 a_2}{3} h^3 = 2Y_2 h + \frac{h}{3} (Y_1 + Y_3 - 2Y_2) =$$

$$= \frac{h}{3} (Y_1 + Y_3 + 4Y_2)$$

$$S_{p=3} = 2a_0 h + \frac{2 a_2}{3} h^3 = \frac{h}{3} (Y_1 + Y_3 + 4Y_2)$$

în care s'au introdus :

$$Y_1 = a_0 - a_1 h + a_2 h^2$$

$$Y_3 = a_0 + a_1 h + a_2 h^2.$$

$$Y_1 + Y_3 = 2a_0 + 2a_2 h^2 = 2Y_2 + 2a_2 h^2$$

$$2a_2 \cdot h^2 = Y_1 + Y_3 - 2Y_2.$$

Din cele desvoltate aci se constată că atunci când funcţiunea $f(x)$ pe porţiunea dată ar reprezenta un segment de dreaptă, paralelă sau oblică faţă de axa x, sau un segment de parabolă cu axa paralelă cu axa y sau chiar funcţiunea raţională $\varphi(\xi)$ de gradul 3, formula lui Simpson reprezintă exact suprafaţa :

$$\int_{x_1}^{x_3} f(x) dx.$$

In literatură se remarcă rar că şi pentru $p = 3$ expresia suprafeţei este identică cu aceea dată de formula lui Simpson.

Să calculăm şi $S_{p=4}$ corespunzătoare funcţiunei raţionale de gradul patru. Avem :

$$Y_1 = a_0 - a_1 h + a_2 h^2 - a_3 h^3 + a_4 h^4$$

$$Y_3 = a_0 + a_1 h + a_2 h^2 + a_3 h^3 + a_4 h^4$$

$$Y_1 + Y_3 = 2Y_2 + 2a_2 h^2 + 2a_4 h^4$$

$$2a_2 h^2 + 2a_4 h^4 = Y_1 + Y_3 - 2Y_2$$

astfel că :

$$S_{p=4} = 2 Y_2 h + \frac{2}{3} a_2 h^3 + \frac{2}{5} a_4 h^5 = 2Y_2 h + \frac{10}{15} a_2 h^3 +$$

$$+ \frac{6}{15} a_4 h^5 = 2Y_2 h + \frac{h}{5} (2a_2 h^2 + 2a_4 h^4) + \frac{4}{15} a_2 h^3 =$$

$$= \frac{h}{5} (Y_1 + Y_3 + 8Y_2) + \frac{4}{15} a_2 h^3.$$

Se constată că expresia suprafeţei $S_{p=4}$ diferă de aceea dată de formula lui Simpson (2).

Formăm diferenţa : $S_s - S_{p=4}$

$$S_s - S_{p=4} = \frac{2h}{15} (Y_1 + Y_3 - 2Y_2) - \frac{4}{15} a_2 h^3 = \frac{4}{15} a_4 h^5. \qquad (5)$$

Formula (5) ne arată că atunci când segmentul de curbă al funcţiunei $f(\xi)$ coincide pe porţiunea fixată cu funcţiunea raţională $\varphi(\xi)$ de gradul 4 ($a_4 \neq 0$) formula lui Simpson ne dă o valoare pentru integrala ceva mai mare sau ceva mai mică faţă de $S_{p=4}$ după cum a_4 este pozitiv sau negativ.

Dat fiind că pentru trei puncte M apropiate, o funcţiune raţională cel mult de gradul patru va coincide satisfăcător cu curba dată $f(x)$, putem trage concluzia că folosirea metodei lui Simpson pentru efectuarea unei integrale prin metoda grafică, este destul de exactă cu atât mai mult cu cât a_4 este mic.

Anexa II. **Calculul armonicelor prin metoda trapezelor.** Când $f(t)$ reprezintă o funcţiune periodică de timp, ea poate fi reprezentată printr'o serie Fourier :

$$f(t) = \frac{b_0}{2} + \sum_{\nu=1}^{\infty} (a_\nu \sin \nu\omega t + b_\nu \cos \nu\omega t)$$

în care amplitudinile a_ν , b_ν ale armonicei de ordinul ν se exprimă prin

$$\int_0^T f(t) \sin \nu\omega t \, dt = \frac{1}{2} a_\nu T$$

$$\int_0^T f(t) \cos \nu\omega t \, dt = \frac{1}{2} b_\nu T,$$

iar termenul constant $\frac{b_0}{2}$ se obţine din :

$$\int_0^T f(t) dt = \frac{1}{2} b_0 T.$$

Numărul de ordine al armonicelor ν reprezintă un număr întreg care poate lua toate valorile dela 1 la infinit.

Să admitem că în figura 4, $Y = f(t)$ reprezintă un curent electric dedus experimental cu ajutorul oscilografului.

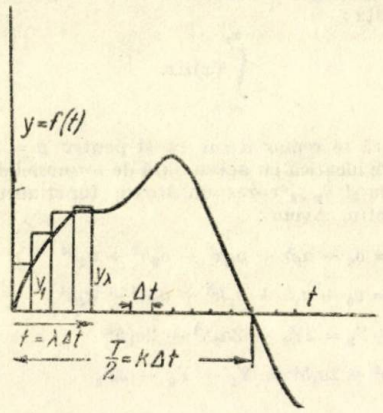


Fig. 4

Se cere să se descompună curentul electric în armonice exprimându-l prin seria Fourier.

Folosim în acest scop cunoscuta metodă grafică pentru determinarea amplitudinilor armonicelor.

Se împarte durata unei perioade T în $2k$ părți egale. De obicei se ia $2k = 24$.

Se obține:

$$T = 2k \cdot \Delta t \qquad t = \lambda \Delta t \qquad \omega = \frac{2\pi}{T} = \frac{\pi}{k\Delta t}$$

astfel că:

$$\sin \nu\omega t = \sin \nu \frac{\pi}{k} \lambda$$

$$\cos \nu\omega t = \cos \nu \frac{\pi}{k} \lambda$$

$$T \frac{a_\nu}{2} = \int_0^T f(t) \sin \nu\omega t \, dt \cong \sum_{\lambda=1}^{2k} Y_\lambda \sin \nu \frac{\pi}{k} \lambda \, \Delta t = T \frac{a_\nu^*}{2}$$

$$T \frac{b_\nu}{2} = \int_0^T f(t) \cos \nu\omega t \, dt \cong \sum_{\lambda=1}^{2k} Y_\lambda \cos \nu \frac{\pi}{k} \lambda \Delta t = T \frac{b_\nu^*}{2}$$

$$T \frac{b_0}{2} = \int_0^T f(t) \, dt \cong \sum_{\lambda=1}^{2k} Y_\lambda \, \Delta t = T \frac{b_0^*}{2}$$

Ca urmare:

$$a_\nu^* = \frac{1}{k} \sum_{\lambda=1}^{2k} Y_\lambda \sin \nu \frac{\pi}{k} \lambda$$

$$b_\nu^* = \frac{1}{k} \sum_{\lambda=1}^{2k} Y_\lambda \cos \nu \frac{\pi}{k} \lambda$$

$$\frac{b_0^*}{2} = \frac{1}{2k} \sum_{\lambda=1}^{2k} Y_\lambda$$

Amplitudinile a_ν^* b_ν^* determinate în felul arătat mai sus, nu sunt cele exacte (a_ν, b_ν) pentrucă în locul curbei Y_λ s'au luat în considerație dreptunghiurile din figura 4.

Se știe că o integrare grafică se obține într'o formă cât mai exactă, dacă ne folosim de metoda Simpson. Ori integrarea grafică obținută cu ajutorul dreptunghiurilor din figura 4 nu ne poate da exactitatea ce rezultă din aplicarea metodei Simpson.

Pentru a ne apropia de exactitatea ce rezultă din aplicarea metodei Simpson, vom înlocui dreptunghiul cu un trapez (fig. 5).

În intervalul de timp Δt începând din momentul: $t = (\lambda - 1)\Delta t$ vom exprima $Y' = f(t)$ în forma:

$$Y' = Y_{\lambda-1} + \frac{\lambda_\lambda - \lambda_{\lambda-1}}{\Delta t} \tau + \Delta Y$$

în care vom neglija pe ΔY față de $Y_{\lambda-1}$.

Pentru a ușura calculul determinării amplitudinilor: a_ν, b_ν se recomandă să se exprime seria Fourier în forma exponențială. In acest scop punem:

$$f(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{\nu=+\infty} D_\nu \, e^{j\nu\omega t}$$

în care:

$$D_{+\nu} = \frac{1}{2} (b_\nu - j a_\nu)$$

$$D_{-\nu} = \frac{1}{2} (b_\nu + j a_\nu).$$

Se controlează ușor exactitatea relației:

$$D_{+\nu} \, e^{j\nu\omega t} + D_{-\nu} \, e^{-j\nu\omega t} = a_\nu \sin \nu \, \omega t + b_\nu \cos \nu\omega t$$

în care se ține seama de:

$$e^{j\nu\omega t} = \cos \nu \, \omega t + j \sin \nu\omega t$$

$$e^{-j\nu\omega t} = \cos \nu \, \omega t - j \sin \nu\omega t$$

$$j = \sqrt{-1}$$

Din cele desvoltate mai sus se vede că prin exprimarea funcțiunii periodice $f(t)$ în forma exponențială, este necesar să se

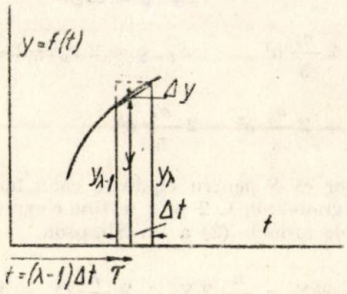


Fig. 5

introducă numărul de ordine al armonicei ν atât ca număr pozitiv cât și ca număr negativ.

Pentru determinarea mărimei complexe D_ν formăm:

$$\int_0^T f(t) \, e^{-j\nu\omega t} \, dt = D_\nu \, T.$$

Prin folosirea metodei grafice de determinare a lui D_ν, se obține:

$$\sum_{\lambda=1}^{2k} Y_\lambda \, e^{-j\nu\omega\lambda \Delta t} \, \Delta t = \frac{1}{2} (b_\nu^* - j a_\nu^*) \, 2k \, \Delta t$$

în care:

$$e^{-j\nu\omega\lambda\Delta t} = \cos \nu \frac{\pi}{k} \lambda - j \sin \nu \frac{\pi}{k} \lambda$$

astfel că:

$$\frac{1}{k} \sum_{\lambda=1}^{2k} Y_\lambda \cos \nu \frac{\pi}{k} \lambda - j \frac{1}{k} \sum_{\lambda=1}^{2k} Y_\lambda \sin \nu \frac{\pi}{k} \lambda = b_\nu^* - j a_\nu^*$$

Se revin la aceleași expresiuni pentru a_ν^*, b_ν^* exprimate la început.

Pentru $\nu = 0$ se obține:

$$\frac{1}{k}\sum_{\lambda=1}^{2k} Y_\lambda = b_0^*.$$

Determinarea amplitudinilor a_ν, b_ν *luându-se în considerare trapezul din figura 5.*

In loc să introducem sub semnul Σ: $Y_\lambda\ e^{-j\nu\omega\lambda\Delta t}\ \Delta t$ care corespunde dreptunghiului, se va forma integrala:

$$\int_{\tau=0}^{\Delta t}\left(Y_{\lambda-1} + \frac{Y_\lambda - Y_{\lambda-1}}{\Delta t}\tau\right) e^{-j\nu\omega[(\lambda-1)\Delta t+\tau]}\,d\tau$$

care corespunde trapezului.

Se obține:

$$\int_{\tau=0}^{\Delta t}\left(Y_{\lambda-1} + \frac{Y_\lambda - Y_{\lambda-1}}{\Delta t}\tau\right) e^{-j\nu\omega[(\lambda-1)]\Delta t+\tau]}\,d\tau =$$

$$-\frac{1}{j\nu\omega}\left\{Y_\lambda\, e^{-j\nu\omega\lambda\Delta t} - Y_{\lambda-1}\ e^{-j\nu\omega(\lambda-1)\Delta t}\right\} -$$

$$-\frac{Y_\lambda - Y_{\lambda-1}}{\Delta t}\ \frac{1}{j\nu\omega}\int_{\tau=0}^{\Delta t}\tau\, de^{-j\nu\omega[(\lambda-1)\Delta t+\tau]}$$

Ținându-se seama de relația:

$$d\left\{\tau e^{-j\nu\omega[(\lambda-1)\Delta t+\tau]}\right\} = \tau\, de^{-j\nu\omega[(\lambda-1)\Delta t+\tau)]} + e^{-j\nu\omega[(\lambda-1)\Delta t+\tau]}\,d\tau$$

rezultă:

$$\int_{\tau=0}^{\Delta t}\left(Y_{\lambda-1} + \frac{Y_\lambda - Y_{\lambda-1}}{\Delta t}\tau\right) e^{-j\nu\omega[(\lambda-1)\Delta t+\tau)]}\,d\tau =$$

$$-\frac{1}{j\nu\omega}\left\{Y_\lambda\ e^{-j\nu\omega\lambda\Delta t} - Y_{\lambda-1}\ e^{-j\nu\omega(\lambda-1)\Delta t}\right\} +$$

$$+\frac{(Y_\lambda - Y_{\lambda-1})\,2kT}{(\nu 2\pi)^2}\left(e^{-j\nu\omega\lambda\Delta t} - e^{-j\nu\omega(\lambda-1)\Delta t}\right)$$

Dat fiind că suma:

$$\sum_{\lambda=1}^{2k} Y_\lambda\ e^{-j\nu\omega\lambda\Delta t} = TD_\nu^*$$

nu conține termeni cu factorul: $-\frac{1}{j\nu\omega}$ rezultă că din suma de mai sus se va lua în considerare numai termenul al doilea. De altfel avem:

$$\sum_{\lambda=1}^{2k}\frac{1}{j\nu\omega}\left\{Y_\lambda\, e^{-j\nu\omega\lambda\Delta t} - Y_{\lambda-1}\ e^{-j\nu\omega(\lambda-1)\Delta t}\right\} = 0$$

Ca urmare:

$$\sum_{\lambda=1}^{2k}\frac{Y_\lambda - Y_{\lambda-1}}{(\nu 2\pi)^2}\,2kT\,(e^{-j\nu\omega\lambda\Delta t} - e^{-j\nu\omega(\lambda-1)\Delta t}) = T\,D_\nu$$

în care termenul:

$$\sum_{\lambda=1}^{2k}\frac{Y_{\lambda-1}}{(\nu 2\pi)^2}\,2kT\,(e^{-j\nu\omega\lambda\Delta t} - e^{-j\nu\omega(\lambda-1)\Delta t})$$

poate fi pus în forma:

$$\sum_{\lambda=1}^{2k}\frac{Y_\lambda}{(\nu 2\pi)^2}\,2kT(e^{-j\nu\omega(\lambda+1)\Delta t} - e^{-j\nu\omega\lambda\Delta t})$$

Se obține:

$$\frac{2k}{(\nu\,2\pi)^2}\sum_{\lambda=1}^{2k} Y_\lambda\, e^{-j\nu\omega\lambda\Delta t}(2 - e^{+j\nu\omega\Delta t} - e^{-j\nu\omega\Delta t}) = D_\nu$$

sau:

$$\frac{4k}{(\nu 2\pi)^2}\sum_{\lambda=1}^{k2} Y_\lambda\, e^{-j\nu\omega\lambda\Delta t}\,2\sin^2\left(\frac{\nu\omega\,\Delta t}{2}\right) = D_\nu$$

astfel că:

$$\left(\frac{\sin\nu\frac{\pi}{2k}}{\nu\frac{\pi}{2k}}\right)^2 \frac{1}{2k}\sum_{\lambda=1}^{2k} Y_\lambda\, e^{-j\nu\omega\lambda\Delta t} = \frac{b_\nu}{2} - j\frac{a_\nu}{2}$$

de unde deducem:

$$a_\nu = \left(\frac{\sin\nu\frac{\pi}{2k}}{\nu\frac{\pi}{2k}}\right)^2 \frac{1}{k}\sum_{\lambda=1}^{2k} Y_\lambda \sin\nu\frac{\pi}{k}\lambda = \theta_\nu\, a_\nu^*$$

$$b_\nu = \left(\frac{\sin\nu\frac{\pi}{2k}}{\nu\frac{\pi}{2k}}\right)^2 \frac{1}{k}\sum_{\lambda=1}^{2k} Y_\lambda \cos\nu\frac{\pi}{k}\lambda = \theta_\nu\, b_\nu^*.$$

Amplitudinile a_ν și b_ν se pot exprima așa dar în funcțiune de a_ν^* și b_ν^*, introducându-se factorul de corecție

$$\theta_\nu = \left(\frac{\sin\nu\frac{\pi}{2k}}{\nu\frac{\pi}{2k}}\right)^2$$

Factorul de corecție θ_ν se poate ușor calcula.

★

ПРИБЛИЖЕННЫЕ РАСЧЕТЫ ФЕРРОМАГНИТНЫХ ЯВЛЕНИЙ И АНАЛИЗ ФУРЬЕ

Резюме

Иллюстрируется способ использования математического аппарата при графическом интегрировании и дифференцировании и излагается метод определения приближенности с которой получаются результаты расчета.

INFLUENȚA MOMENTELOR ASINCRONE PARAZITE, DATORITE ARMONICILOR SUPERIOARE, ASUPRA MOMENTULUI MAȘINII ASINCRONE TRIFAZATE IN COLIVIE

Ing. I. NOVAC și Ing. O. CENTEA

Articolul tratează influența momentelor parazite asincrone asupra momentului fundamental, la o mașină asincronă în colivie. Se arată cauza apariției armonicilor superioare în mașină și a momentelor parazite asincrone. După trecerea în revistă a metodelor pentru înlăturarea momentelar parazite asincrone, se dă ca exemplificare un exemplu numeric.

Influența armonicilor superioare asupra momentului, respectiv, asupra comportării generale a mașinii asincrone polifazate în colivie, a fost o preocupare permanentă a constructorilor de mașini electrice în ultimele trei decenii. Nici până azi n'au fost epuizate toate problemele ce sunt în legătură cu aceste armonici.

Și în prezent, deseori, influența lor se face resimțită în comportarea mașinii asincrone : nu rare sunt cazurile în care, datorită armonicilor superioare, motorul asincron în colivie prezintă anomalii la pornire, mai mult sau mai puțin serioase. Uneori mașina pornește, dar în loc să atingă turația pentru care a fost proiectată, rotorul ajunge la o turație oarecare, mai mică, turație peste care nu poate trece. Alteori, când armonicile superioare sunt și mai pronunțate, motorul nici nu pornește, din cauza momentului rezultant prea mic față de momentul rezistent. Acest din urmă caz, dacă mașina este legată la rețea, reprezintă un veritabil regim de scurtcircuit, care poate provoca distrugerea izolației și, în consecință, deteriorarea mașinii.

Din cele arătate mai sus rezultă necesitatea micșorării, într'o măsură cât mai mare, a armonicilor superioare, în vederea obținerii unor motoare cât mai corespunzătoare. Articolul de față are drept scop să releve cauzele care duc la formarea armonicilor, metodele cele mai adecvate pentru nimicirea lor și prin aceasta să ajute în munca lor pe cei care sunt chemați să proiecteze motoarele necesare industriei noastre în plină desvoltare.

In cele ce urmează, ne vom ocupa de influența momentelor parazite asincrone, momente rezultate în urma interacțiunii armonicilor de același ordin statorice și rotorice, asupra momentului datorit armonicii fundamentale precum și de prezentarea metodelor de îmbunătățire a caracteristicii momentului la mașinile asincrone trifazate cu rotor în colivie.

A. Cauzele ce duc la formarea de armonici superioare într'o mașină asincronă cu rotor în colivie. In general, studiul mașinii asincrone se face în ipoteza unei mașini ideale, alimentată cu o tensiune alternativă sinusoidală în timp și în întrefierul căreia câmpul magnetic, produs de curentul ce străbate spirele mașinii, are o repartiție sinusoidală în lungul pasului polar.

Ori în realitate, dat fiind faptul că la o rețea sunt conectați consumatori de cele mai diferite genuri, regimul în care lucrează un motor asincron nu este un regim sinusoidal, ci un regim periodic deformat mai mult sau mai puțin. Deasemenea, câmpul magnetic în întrefierul mașinii nu are o repartiție sinusoidală, din mai multe motive și anume :

a) T.m.m. ce produce câmpul magnetic nu este repartizată sinusoidal în lungul întrefierului și deci nu poate produce un câmp magnetic sinusoidal. In adevăr, bobinajul care produce câmpul magnetic este introdus în crestături. Să presupunem pentru moment că latura de bobină ce se găsește în crestătură este formată dintr'un singur conductor, așezat în centrul crestăturii. In acest caz, când bobina este străbătută de curent electric, ia naștere un câmp magnetic uniform repartizat, deci un câmp magnetic dreptunghiular (fig. 1). In realitate, o latură de bobine ce se găsește într'o crestătură de mașină asincronă, este formată dintr'un număr oarecare de conductori, care nu sunt repartizați într'un plan. Deaceea câmpul magnetic ce ia naștere la trecerea curentului prin bobină nu are o repartiție dreptunghiulară, ci în lungul crestăturii câmpul crește în trepte mici, pentruca la marginea interioară a crestăturii să ajungă la valoarea maximă ; această valoare se păstrează dealungul bobinei până la crestătura în care se găsește latura de întors a bobinei, unde câmpul descrește în trepte mici. Dacă se ține cont și de faptul că conductorii au dimensiuni, curba câmpului este aceea repartizată în figura 2.

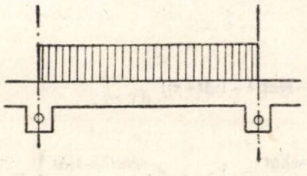


Fig. 1. Câmpul magnetic excitat de o bobină formată dintr'o spiră

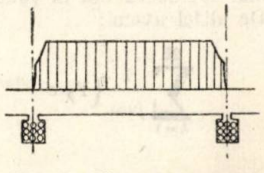


Fig. 2. Câmpul magnetic excitat de o bobină formată din mai multe spire

Deoarece pe fiecare pol și fază se găsesc q bobine, curba de excitație a câmpului rezultă din suprapunerea câmpurilor excitate de fiecare bobină în parte de forma unui dreptunghi deformat, după cum s'a văzut (fig. 3). Forma acestui câmp magnetic se poate înlocui cu aproximație suficientă printr'un trapez isoscel (fig. 4).

b) Fenomenul de saturație magnetică face ca repartiția inducției magnetice în întrefier

să fie diferită de repartiția t.m.m. V_H. Presupunând că repartiția t.m.m. este sinusoidală, curba inducției B în cazul valorilor mari ale

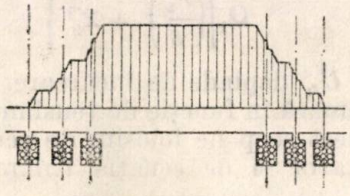


Fig. 3. Câmpul magnetic excitat de un grup de bobine ce aparțin aceleiași faze.

lui V_H, este turtită din cauza saturației magnetice.

c) Reluctanța magnetică neuniformă în întrefier duce la deformarea câmpului magnetic, introducând așa numitele armonici de dinți. Într'adevăr reluctanța magnetică în spațiul corespunzător dinților este mult mai mică decât reluctanța corespunzătoare crestăturii. Din această cauză inducția magnetică B va fi mai mare în dreptul dinților decât în dreptul crestăturilor. Cum în intervalul dintre cele două crestături în care se găsesc laturile de dus și de întors ale aceleași bobine, se găsesc și alte crestături, curba câmpului, chiar în ipoteza existenței unui singur conductor în crestătură, nu va fi dreptunghiulară, ci va prezenta adâncituri (fig. 5). Pentru curba câmpului ce corespunde unui grup de bobine, laturile de bobină fiind formate dintr'un mănunchi de conductori, este valabilă reprezentarea din figura 6.

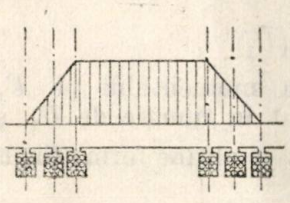


Fig. 4. Repartiția simplificată trapezoidală a câmpului magnetic, pentru $q > 1$.

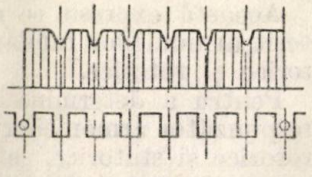


Fig. 5. Deformarea câmpului magnetic excitat de o spiră datorită dințării mașinii

Curba de repartiție a tensiunii de alimentare și a câmpului magnetic în întrefier, pot fi descompuse într'o armonică fundamentală și o serie de armonici superioare, care, din motive de simetrie, sunt numai de ordin impar.

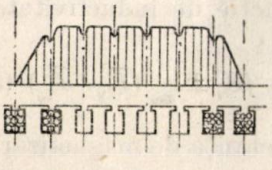


Fig. 6. Câmpul magnetic al unei faze cu $q = 2$, ținând cont de dințarea mașinii.

B. **Momente parazite asincrone.** Afară de momentul principal, în motorul asincron polifazat în colivie apar o serie de momente suplimentare, datorite armonicilor superioare ale câmpurilor statoric și rotoric. După cum arată prof. L. M. Piotrovschi se disting următoarele forme ale momentelor parazitare:

— momente asincrone;
— momente sincrone;
— momente de vibrație.

In cazul momentelor parazite asincrone, de care ne ocupăm, fenomenele care au loc sunt următoarele: o armonică a t.m.m. statorice, fie aceasta armonica de ordinul ν, se rotește cu turația $\pm \frac{n_1}{\nu}$, unde n_1 reprezintă turația armonicei fundamentale a t.m.m. statorice. Această armonică induce în rotor o t.e.m. care, prin curentul pe care îl produce, excită un câmp magnetic (o t.m.m.) cu repartiție nesinusoidală în spațiu. Prin descompunerea acestui câmp în armonici, se obțin o serie de armonici superioare, între care și o armonică rotorică de același ordin ca armonica statorică ce a produs câmpul. Această armonică rotorică de ordinul ν, rotește în raport cu rotorul cu turația:

$$n_{2\nu} = \frac{f_{2\nu}}{p_\nu} = \frac{f_{1\nu} \cdot S_\nu}{p_\nu} = n_{1\nu} \frac{n_{1\nu} - n}{n_{1\nu}} = n_{1\nu} - n$$

unde $n_{1\nu}$ este turația armonicei de ordinul ν statorice, iar n turația rotorului. Rezultă că turația în spațiu a armonicei de ordinul ν rotorice este

$$n_{2\nu} + n = n_{1\nu} - n + n = n_{1\nu}.$$

Armonica de ordinul ν din stator interacționează cu armonica de același ordin din rotor, dând naștere unui moment, și pentrucă situația este asemănătoare cu aceea ce se produce în motorul asincron ce ar funcționa numai cu armonica fundamentală, acest tip de moment poartă numele de moment sau cuplu asincron.

In t.m.m. a unui câmp magnetic rotitor sunt prezente numai armonici de ordinul $\nu = 2mk \pm 1$, cele cu semnul + având sens de rotație direct, iar cele cu semnul — sens indirect. Într'adevăr, pentru o fază, expresia t.m.m. de ordinul ν este:

$$V_{H\nu_\lambda} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{\nu} \cdot w \cdot K_{B\nu} \cdot I\sqrt{2} \cdot \frac{1}{2} \left[\cos \left\{ \omega t - \frac{x\pi}{\tau} \nu + (\lambda - 1)(\nu - 1) \frac{2\tau}{m} \right\} - \cos \left\{ \omega t + \frac{x\pi}{\tau} \nu - (\lambda - 1)(\nu + 1) \frac{2\pi}{m} \right\} \right]$$

unde:

w reprezintă numărul de spire a unei faze;
$K_{B\nu}$ — factorul de bobinaj total al înfășurării pentru armonica ν;
m — numărul de faze;
τ — pasul înfășurării.

Expresia t.m.m. pentru întreaga mașină este:

$$V_{H\nu} = \frac{4}{\sqrt{2}\pi} \cdot \frac{1}{\nu} w \cdot K_{B\nu} \cdot I \cdot m K_I \cos \left[\omega t - \nu \frac{\pi x}{\tau} + (m-1) \frac{1}{2} (\nu - 1) \frac{2\tau}{m} \right] - \frac{4}{\sqrt{2}\pi} \cdot \frac{1}{\nu} \cdot w \cdot K_{B\nu} \cdot I \cdot m \cdot K_{II} \cos \left[\omega t + \nu \frac{\pi x}{\tau} - (m-1) \frac{1}{2} \cdot (\nu + 1) \frac{2\tau}{m} \right]$$

în care

$$K_I = \frac{\sin \frac{m}{2}(\nu-1)\frac{2\pi}{m}}{m \sin (\nu-1)\frac{2\pi}{m} \cdot \frac{1}{2}}$$

și $$K_{II} = \frac{\sin \frac{m}{2}(\nu+1)\frac{2\pi}{m}}{m \sin (\nu+1)\frac{2\pi}{m}\frac{1}{2}}$$

factori ce intervin prin adunarea termenilor în cosinus pentru cele m faze.

Punând condiția $\nu = Mm$ (multiplu de m-numărul fazelor) se vede că $K_I = K_{II} = 0$, deci nu există câmp magnetic rotitor pentru armonicile de ordin multiplu de m.

Pentru $\nu = Mm + 1$, $K_{II} = 0$, iar $K_I \neq 0$, deci există armonici și se observă că ele au succesiune directă. Pentru $\nu = Mm - 1$, $K_I = 0$ și $K_{II} \neq 0$. Rezultă că aceste armonici sunt de succesiune inversă.

In cazul practic al mașinilor trifazate, cum din motive de simetrie nu avem armonici pare, rezultă că există numai armonici de ordinul

$$\nu = 2.3.k \pm 1 = 6k \pm 1$$

unde $k = 1,2,3,...$

Dintre acestea, cele care influențează cel mai mult în rău momentul fundamental sunt cele directe, prin faptul că maximele pozitive și negative ale momentelor corespunzătoare acestor armonici se găsesc în domeniul de motor al fundamentalei.

C. Studiul teoretic al momentelor parazite asincrone. Se știe că într'un motor asincron puterea mecanică totală este puterea electromagnetică, mai puțin pierderile din bobinajul rotoric. Pornind dela relația care exprimă acest lucru

$$P_m = P_M - p_{cu_2} \qquad (1)$$

și observând că puterea mecanică P_m, respectiv puterea electromagnetică P_M se pot exprima în funcție de momentul M și viteza unghiulară, se poate determina expresia momentului după cum urmează :

$$P_M - P_m = M\Omega_1 - M\Omega = p_{cu_2} \qquad (2)$$

$$M = \frac{p_{cu_2}}{\Omega_1 - \Omega} = \frac{p_{cu_2}}{s\,\Omega_1} \qquad (3)$$

unde Ω_1 și Ω sunt vitezele unghiulare a câmpului rotitor, respectiv a rotorului. Exprimând p_{cu_2} în funcție de mărimile corespunzătoare din circuitul rotoric, reduse la stator, și observând că :

$$I_2' = \frac{U_{e_2}'}{\sqrt{\left(\frac{R_2'}{s}\right)^2 + X_2'^2}} \qquad (4)$$

expresia momentului devine :

$$M = \frac{m_1 U_{e_1}^2 \cdot \frac{R_2'}{s}}{\Omega_1\left[\left(\frac{R_2'}{s}\right)^2 + X_2'^2\right]} \cdot \qquad (5)$$

Deoarece U_{e_1} depinde de încărcare, se exprimă t.e.m. primară în funcție de tensiunea de borne U_1. In acest scop ne folosim de ecuația t.e.m. pentru stator și de ecuația t.m.m.

$$\bar{U}_1 = \bar{I}_1 \bar{Z}_1 - \bar{U}_{e_1}$$

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_0 - \bar{I}_2' = -\bar{U}_{e_1}\left(\frac{1}{\bar{Z}_{m_1}} + \frac{1}{\bar{Z}_2'}\right)$$

unde Z reprezintă impedanța (Z_1 — a înfășurării statorice, Z_m — a circuitului de magnetizare, Z_2' — a înfășurării rotorice redusă la stator).

Prin eliminarea lui I_1 între aceste două ecuații se obține

$$\bar{U}_{e_1} = f\,(\bar{U}_1).$$

Inlocuind în expresia momentului pe U_{e_1} cu expresia ce a rezultat în funcție de U_1 și observând că $\Omega_1 = \frac{2\pi f}{p}$, se obține forma finală a expresiei cuplului :

$$M = \frac{m_1 p U_1^2 \frac{R_2'}{s}}{2\pi f} \cdot \frac{1}{\left[\left(R_1 + C_1\frac{R_2'}{s}\right)^2 + \left(X_1 + C_1 X_2'\right)^2\right]} \qquad (6)$$

unde

$$C_1 = 1 + \frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}_{m_1}} \cong 1 + \frac{X_1}{X_{m_1}} \cdot$$

Această expresie se referă la momentul datorit armonicilor fundamentale ale t.m.m. statorice și rotorice.

Pentru a determina momentul asincron corespunzător armonicilor de ordinul ν ale t.m.m. rotorice și statorice, se pleacă dela aceeași expresie (3), referindu-se însă la armonica de ordinul ν :

$$M_\nu = \frac{p_{cu_{2_\nu}}}{S_\nu\,\Omega_{1_\nu}} = \frac{m_2\ R_{2_\nu}\ I_{2_\nu}^2}{S_\nu\ \Omega_{1_\nu}} \cdot \qquad (7)$$

Din relația t.e.m., pentru o fază a circuitului rotoric, exprimată în funcție de inductivitatea utilă :

$$0 = (R_{2_\nu} + jS_\nu X_{2_\nu})\,\bar{I}_{2_\nu} + jS_\nu X_{2_{m_\nu}}(\bar{I}_{2_\nu} + \bar{I}_{1_\nu}') \qquad (8)$$

în care X_m reprezintă reactanța de magnetizare, iar I_{1_ν}' curentul statoric corespunzător armonicei de ordinul ν redus la rotor, se obține vectorul $\bar{I}_{2_\nu} = f\,(\bar{I}_{1_\nu}')$

$$\bar{I}_{2_\nu} = -\frac{S_\nu^2 X_{2_{m_\nu}}(X_{2_\nu} + X_{2_{m_\nu}}) + jS_\nu R_{2_\nu} X_{2_{m_\nu}}}{R_{2_\nu}^2 + S_\nu^2 (X_{2_\nu} + X_{2_{m_\nu}})^2}\bar{I}_{1_\nu}' \qquad (9)$$

Prin înmulțirea vectorului $I_{2\nu}$ cu conjugatul său $\bar{I}_{2\nu}^{*}$, se obține valoarea lui $I_{2\nu}$:

$$I_{2\nu} = \frac{S_\nu^2 X_{2_{m_\nu}}^2}{R_{2_\nu}^2 + S_\nu^2 (X_{2_{m_\nu}} + X_{2_\nu})^2} I_{1\nu}^{'2} \qquad (10)$$

Observând că

$$\Omega_{1\nu} = \frac{2\pi f_\nu}{p\nu} = \frac{2\pi f}{p\nu} = \Omega_1 \frac{1}{\nu} \qquad (11)$$

expresia momentului asincron pentru armonica de ordinul ν obține forma:

$$M_\nu = \frac{\nu_p}{2\pi f} m_2 R_{2\nu} \frac{S_\nu X_{2_{m_\nu}}^2}{R_{2_\nu}^2 + S_\nu^2 (X_{2_\nu} + X_{2_{m_\nu}})^2} I_{1_\nu}^{'2} \qquad (12)$$

Considerând cazul cel mai general, când avem o scurtare a pasului la înfășurarea statorică, iar crestăturile rotorice sunt înclinate, se poate exprima curentul statoric redus la rotor $I_{1_\nu}^{'}$ sub forma:

$$I_{1_\nu}^{'} = \frac{m_1 w_1 K_{B1_\nu}}{m_2 w_2 K_{B2_\nu}} \cdot \frac{1}{K_{2\nu}} \cdot I_{1\nu} = K_\nu I_{1\nu} \qquad (13)$$

unde:

m — reprezintă numărul de faze;
w — numărul de spire;
$K_{B_{1_\nu}}$ — factorul total de bobinaj pentru armonica de ordinul ν;
$K_{2\nu}$ — factorul de înclinare pentru aceeași armonică.

Indiferent de ordinul armonicei, curentul ce trece prin înfășurarea statorică este I_1. Armonicile superioare se datoresc repartizării neuniforme a t.m.m. dealungul întrefierului, ca urmare a dințării miezului de oțel. De aceea, ca valoarea, $I_{1\nu} = I_1$. In cazul studiului riguros al momentelor asincrone parazite, trebuie să se țină cont de faptul că I_1 variază cu alunecarea; dat fiind că domeniul de variație al armonicilor superioare se găsește în apropierea alunecării $S = 1$ pentru fundamentală, pentru studiul problemei se poate considera că I_1 are o valoare constantă și anume egală cu valoarea curentului statornic de pornire.

Valoarea lui S pentru care momentul devine maxim se găsește prin egalarea derivatei $\frac{dM}{dS}$ cu zero. In acest fel se obține:

$$S_M = \pm \frac{C_1 R_2^{'}}{X_1 + C_1 X_2^{'}} \cdot \qquad (14)$$

La fel $\frac{dM_\nu}{dS_\nu} = 0$, aplicat relației (12) dă:

$$S_{M_\nu} = \pm \frac{R_{2\nu}}{X_{2_{m_\nu}} + X_{2\nu}} \cdot \qquad (15)$$

Valorile corespunzătoare ale momentului maxim sunt

$$M_M = \pm \frac{1}{2C_1} \cdot \frac{m_1 p U_1^2}{2\pi f [\pm R_1 + (X_1 + C_1 X_2^{'})]} \qquad (16)$$

$$M_{M_\nu} = \pm \frac{p_\nu}{2\pi f} \cdot m_2 \frac{X_{2_{m_\nu}}^2}{2 (X_{2_{m_\nu}} + X_{2_\nu})} K_\nu^2 I_1^2 \qquad (17)$$

In expresiile de mai sus, R_1, R_2, X_1, X_2, reprezintă rezistențele, respectiv reactanțele de dispersie a bobinajului statoric și rotoric. Pentru a reduce rezistența și reactanța rotorică la stator, ele trebue înmulțite cu factorul

$$r_T = \frac{m_1 (w_1 K_{B_1})^2}{m_2 (w_2 K_{B_2} K_2)^2} = 4 m_1 \frac{(w_1 K_{B_1})^2}{N_2 K_2^2} p \qquad (18)$$

deoarece $m_2 = \frac{N_2}{p}$, $w_2 = \frac{1}{2}$, $K_{B_2} = 1$ în cazul rotorului în colivie.

In ipoteza că se neglijează rezistențele față de reactanțe

$$\frac{U_1}{I_0} \cong X_{1_m} + X_1$$

de unde

$$X_{m_1} = \frac{U_1}{I_0} - X_1 \qquad (19)$$

Cunoscând valoarea lui X_{m_1}, putem determina pe C_1.

In ceeace privește mărimile ce intervin în expresia lui M_ν, ele sunt date de relațiile de mai jos, care se determină ținând seama de faptul că ne referim la armonica de ordinul ν.

Pentru a găsi relația care ne dă valoarea lui $R_{2\nu}$, observăm că în cazul armonicei de ordinul ν, unghiul de defazaj între două faze este:

$$\alpha_\nu = \nu \frac{2\pi p}{N_2} \cdot$$

Curentul ce trece printr'o bară, $\bar{I}_{i_\nu}$, este egal cu diferența geometrică a curenților $\bar{I}_{i_\nu}$ din cele două elemente de inel, care împreună cu bara formează un nod; rezultă:

$$I_{i_\nu} = 2 I_{i_\nu} \sin \nu \frac{2\pi p}{N_2} \cdot$$

Deoarece pierderile totale în faza rotorică, trebuie să fie egale cu pierderile în bară și în segmentele de inel, se obține:

$$r_b I_{2_\nu}^2 + 2 r_i I_{i_\nu}^2 = R_{2_\nu} I_{2_\nu}^2$$

unde r_b și r_i reprezintă rezistența unei bare, respectiv a unei porțiuni de inel. Din această relație, ținând cont și de legătura dintre I_{2_ν} și I_{i_ν} rezultă pentru R_{2_ν}:

$$R_{2_\nu} = r_b + \frac{r_i}{2 \sin^2 \nu \frac{2\pi p}{N_2}} \cdot \qquad (20)$$

Pentru a găsi expresia care dă $S_\nu = f(S)$, se pornește dela definiția alunecării, aplicată armonicei de ordinul ν, și se obține succesiv:

$$S_\nu = \frac{n_{1\nu} - n}{n_{1\nu}} = 1 - \frac{n}{n_{1\nu}} = 1 - \frac{n_1 - (n_1 - n)}{\frac{n_1}{\nu}}$$

sau încă:

$$S_\nu = 1 - \nu (1 - S). \qquad (21)$$

Relația valabilă pentru determinarea reactanței utile se găsește analog și are expresia :

$$X_{2m_\nu} = \left(\frac{K_{2\nu}}{\nu K_2}\right)^2 X_{2m} \qquad (22)$$

unde

$$X_{2m} = \frac{1}{r_T} X_{m_1}. \qquad (23)$$

$K_{2\nu}$ reprezintă factorul de înclinare a crestăturilor rotorice, pentru armonica de ordinul ν.

La fel, reactanța de dispersie $X_{2\nu}$, în cazul rotorului în colivie, este dată de relația :

$$X_{2\nu} = X_{2c} + C_{2\delta_\nu} \cdot X_{2m_\nu} \qquad (24)$$

unde prin $C_{2\delta_\nu}$ reprezentăm coeficientul de dispersie al armonicei ν pentru dispersia corespunzătoare întrefierului

$$C_{2\delta_\nu} = \left(\frac{1}{K_{2\nu} \cdot \eta_{2\nu}}\right)^2 - 1 \qquad (25)$$

în care

$$\eta_{2\nu} = \frac{\sin \nu \frac{\pi p}{N_2}}{\nu \frac{\pi p}{N_2}}$$

X_{2c} reprezintă dispersia corespunzătoare crestăturii rotorice.

Pentru a putea determina momentul armonicei de ordinul ν, când parametrii R_1, R_2, X_1, X_2, X_m sunt cunoscuți, mai sunt necesare expresiile pentru factorii total de bobinaj și de înclinare.

Pentru factorul total de bobinaj statoric, dacă K_{b1_ν} este factorul de bobinaj propriu zis și K_{s1_ν} factorul de scurtare, rezultă :

$$K_{B1_\nu} = K_{b1_\nu} \cdot K_{s1_\nu} \qquad (26)$$

K_{b1_ν} și K_{s1_ν} sunt dați de relațiile :

$$K_{b1_\nu} = \frac{\sin \nu \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \nu \frac{\alpha}{2}} \qquad (27)$$

$$K_{s1_\nu} = \cos \nu \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\tau - y}{\tau}. \qquad (28)$$

In expresia (28), τ reprezintă pasul polar, iar y deschiderea bobinei.

Pentru rotorul în colivie factorul total de bobinaj este egal cu unitatea

$$K_{B2_\nu} = 1 \qquad (29)$$

prin faptul că bobinajul nu este repartizat și nu există nici scurtare.

Factorul de înclinare a barelor pentru armonica de ordinul ν este

$$K_{2\nu} = \frac{\sin \nu \frac{p b \pi}{t_2 N_2}}{\nu p \frac{b}{t_2} \cdot \frac{\pi}{N_2}} \qquad (30)$$

în care t_2 este pasul crestăturii rotorice, iar b înclinarea crestăturii (fig. 7).

In studiul momentelor parazitare asincrone, o importanță deosebită în urmărirea cantitativă a influenței armonicilor superioare asupra cuplului, prezintă raportul dintre momentul maxim corespunzător armonicii de ordinul ν și momentul de pornire corespunzător armonicii fundamentale. Cuplul maxim al armonicilor superioare are loc, practic, la o alunecare a fundamentalei între 0,8 și 1,2. In această porțiune momentul armonicei fundamentale variază puțin deci se apropie ca valoare de momentul de pornire.

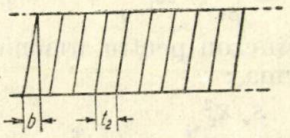


Fig. 7. Rotor cu crestături înclinate.

In acest scop este mai favorabil a întrebuința pentru studiul momentului de pornire al armonicii fundamentale expresia ce rezultă prin egalarea lui ν cu 1 și a lui S cu 1, în expresia (12). In acest fel momentul de pornire al fundamentalei este exprimat în funcție de parametri analogi (m_2, R_2, X_{2m}, etc.) parametrilor ce intervin în expresia momentului maxim al armonicii de ordinul ν.

Expresia ce se obține este :

$$M_p = \frac{p}{2\pi f} m_2 R_2 \frac{X_{2m}^2}{R_2^2 + (X_{2m} + X_2)^2} \cdot \left(\frac{m_1 w_1 K_{B_1}}{N_2 K_2} 2p\right)^2 I_1^2 \cdot \qquad (31)$$

Rezultă că raportul $\frac{M_{M_\nu}}{M_p}$ devine :

$$\frac{M_{M\nu}}{M_p} = \frac{\nu}{2R_2} \frac{X_{2m_\nu}^2}{X_{2m}^2} \frac{R_2^2 + (X_{2m} + X_2)^2}{X_{2m_\nu} + X_{2\nu}} \left(\frac{K_{B1_\nu}}{K_{B_1}} \frac{K_2}{K_{2\nu}}\right)^2. \qquad (32)$$

Introducând coeficienții de dispersie :

$$C_2 = \frac{X_2}{X_{2m}}; \; C_{2\nu} = \frac{X_{2\nu}}{X_{2m_\nu}}$$

și observând că

$$\frac{1 + C_2}{1 + C_{2\nu}} = \frac{X_2 + X_{2m}}{X_{2m_\nu} + X_{2\nu}} \cdot \frac{X_{2m_\nu}}{X_{2m}}$$

în cazul când se poate neglija R_2^2 față de X_2^2 (lucru practic posibil) relația (32) devine :

$$\frac{M_{M\nu}}{M_p} = \frac{\nu}{2R_2} \cdot \frac{X_{2m_\nu}}{X_{2m}} \cdot \frac{1 + C_2}{1 + C_{2\nu}} (X_{2m} + X_2) \times \left(\frac{K_{B1\nu}}{K_{B_1}} \cdot \frac{K_2}{K_{2\nu}}\right)^2 \cdot \qquad (33)$$

Neglijând dispersia inelului și a crestăturilor față de dispersia din întrefier, ceeace se poate face la un motor în colivie,

$$C_2 \cong C_{2\delta} \text{ și } C_{2\nu} \cong C_{2\delta_\nu}.$$

Cu acestea, ținând cont de relația (25), (33) devine

$$\frac{M_{M_\nu}}{M_p} \cong \frac{1}{2\nu} \cdot \frac{X_{2m}+X_2}{R_2}\left(\frac{K_{B_{1\nu}} K_{2\nu} \eta_{2\nu}}{K_{B_1} K_2 \eta_2}\right)^2 \cdot \quad (34)$$

Se observă că raportul dintre momentul maxim al armonicii de ordinul ν și momentul de pornire al armonicii fundamentale este cu atât mai mare cu cât produsul dintre factorul de bobinaj, factorul de înclinare și factorul η al armonicii de ordinul ν, este mai mare.

Pentru un motor asincron X_{2m}, X_2 și R_2 sunt practic mărimi constante. Deci (34) se poate scrie

$$\frac{M_{M_\nu}}{M_p} = a \cdot \frac{1}{\nu}\left(\frac{K_{B_{1\nu}} K_{2\nu} \eta_{2\nu}}{K_{B_1} K_2 \eta_2}\right)^2 =$$

$$= a\,\frac{1}{\nu}\left(\frac{K_{b_{1\nu}} \cdot \eta_{2\nu}}{K_{b_1} \cdot \eta_2}\right)^2 \left(\frac{K_{s_{1\nu}} \cdot K_{2\nu}}{K_{s_1} \cdot K_2}\right)^2$$

sau

$$\frac{M_{M_\nu}}{M_p} = a \cdot \frac{1}{\nu} \cdot \frac{1}{\nu^2}\left(\frac{\sin \nu \frac{q\alpha}{2}}{\sin \nu \frac{\alpha}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{\alpha}{2}}{\sin \frac{q\alpha}{2}} \cdot \right.$$

$$\left. \cdot \frac{\sin \nu \frac{\pi p}{N_2}}{\sin \frac{\pi p}{N_2}}\right)^2 \frac{1}{\nu^2}\left(\frac{\cos \nu \frac{\pi}{2}\frac{\tau-y}{\tau}}{\cos \frac{\pi}{2}\frac{\tau-y}{\tau}} \cdot \frac{\sin \nu \frac{pb\pi}{t_2 N_2}}{p \frac{b}{t_2}\frac{\pi}{N_2}}\right)^2 \quad (35)$$

unde

$$a = \frac{X_{2m}+X_2}{2R_2}.$$

Să considerăm pentru început o mașină cu bobinaj diametral și fără bare înclinate. Raportul $\frac{M_{M_\nu}}{M_p}$ devine

$$\frac{M_{M_\nu}}{M_p} = \frac{1}{2\nu} \cdot \frac{X_{2m}+X_2}{R_2} \cdot \frac{1}{\nu^2}\left(\frac{\sin \nu \frac{q\alpha}{2}}{\sin \nu \frac{\alpha}{2}} \cdot \right.$$

$$\left. \cdot \frac{\sin \frac{\alpha}{2}}{\sin \frac{q\alpha}{2}}\right)^2 \cdot \frac{\sin^2 \frac{\nu\pi p}{N_2}}{\sin^2 \frac{\pi p}{N_2}} \cdot$$

Presupunând cazul cel mai nefavorabil, când

$$\frac{X_{2m}+X_2}{2R_2} \cong \nu^2 \quad \text{și} \quad \left(\frac{\sin \nu \frac{q\alpha}{2}}{\sin \nu \frac{\alpha}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{\alpha}{2}}{\sin \frac{q\alpha}{2}}\right)^2 = 1$$

rezultă că, abstracție făcând de raportul

$$\frac{\sin^2 \nu \frac{\pi p}{N_2}}{\sin^2 \frac{\pi p}{N_2}}$$

raportul $\frac{M_{M_\nu}}{M} \cong \frac{1}{\nu}$.

Se vede că armonica ν are o influență cu atât mai mare, cu cât factorul $\left(\frac{\sin \nu \frac{\pi p}{N_2}}{\sin \frac{\pi p}{N_2}}\right)^2$ este mai mare.

Pentru a arăta un caz concret: considerăm o mașină pentru care $\frac{X_{2m}+X_2}{2R_2} \cong 13^2$ și are $q=2$, $\alpha = 30°$, $p=1$, $N_2 = 34$. Pentru armonica de ordinul $\nu = 13$

$$\left(\frac{\sin 13 \frac{2\cdot 30}{2}}{\sin 13 \frac{30}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{30}{2}}{\sin 2\frac{30}{2}}\right)^2 = 1 \cdot \cdot \frac{\sin^2 \frac{13\pi\cdot 1}{34}}{\sin^2 \frac{\pi\cdot 1}{34}} \cong 100$$

Rezultă

$$\frac{M_{M_\nu}}{M_p} \cong 9{,}1.$$

In realitate $\frac{X_{2m}+X_2}{2R_2} < \nu^2$, mai ales pentru ν mare, iar $\left(\frac{\sin \nu \frac{q\alpha}{2}}{\sin \nu \frac{\alpha}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{\alpha}{2}}{\sin q \frac{\alpha}{2}}\right)^2 < 1$ pentru majoritatea armonicilor, în special dacă $q > 2$. Totuși factorul $\left(\frac{\sin \nu \frac{p\pi}{N_2}}{\sin \frac{\pi p}{N_2}}\right)^2$ are o importanță primordială, încât în cazul unui număr de crestături rotorice necorespunzătoare și o rezistență rotorică foarte mică față de reactanța de magnetizare, armonicile superioare pot influența în așa măsură comportarea mașinii încât aceasta să nici nu pornească, sau să obțină o turație mult scăzută față de turația normală.

După cum arată prof. L. M. Piotrovschi o îmbunătățire simțitoare aduce după sine practicarea înclinării crestăturilor; prin aceasta apare încă un ν^2 la numitorul expresiei care dă raportul $\frac{M_{M_\nu}}{M_p}$. Cu cât $\frac{b}{t_2}$ este mai mare, cu atât raportul

$$\frac{\sin \nu \frac{b}{t_2} \cdot \frac{p\pi}{N_2}}{\nu p \frac{b}{t_2} \cdot \frac{\pi}{N_2}} < 1$$

devine mai mic și deci micșorează cu atât mai mult raportul $\frac{M_{M_\nu}}{M_p}$, mai ales că intervine la puterea a doua.

Tot prof. L. M. Piotrovschi arată că o scurtare corespunzătoare, pentru care $\cos \nu \frac{\pi}{2}\frac{\tau-y}{\tau}$ este mult mai mic decât $\cos \frac{\pi}{2}\frac{\tau-y}{\tau}$, atrage

după sine o micșorare în plus a raportului $\frac{M_{M_\nu}}{M_p}$ și deci o diminuare în plus a influenței armonicilor superioare asupra momentului mașinei.

D. **Metoda pentru înlăturarea momentelor parazite asincrone.** In urma studiului făcut, se pot trage o serie de concluzii asupra metodelor cele mai potrivite ce se pot întrebuința în vederea înlăturării totale sau parțiale a momentelor parazite asincrone.

S'a arătat că înclinarea barelor rotorice și scurtarea bobinelor statorice, micșorează raportul $\frac{M_{M_\nu}}{M_p}$, după cum ne arată relația (35). De remarcat este faptul că nu orice scurtare sau înclinare a barelor din indus micșorează în mod eficace influența armonicilor superioare. Alegerea scurtării trebuie să se facă cu atenție, în sensul că prin alegerea ei în așa fel ca să se distrugă o anumită armonică, să nu se ajungă în situația ca armonici de alt ordin, și mai ales de succesiune directă, să se păstreze aproape în întregime. Scurtarea trebuie aleasă astfel ca factorii de scurtare pentru armonicile de ordin $\nu = 6k + 1$ să fie simultan mici, în special cele corespunzătoare lui $k = 1, 2, 3$, care sunt armonici superioare directe de cel mai mic ordin.

Pentru înlăturarea efectelor armonicilor superioare de ordin mare, trebuie utilizată o construcție potrivită a rotorului. Pentru aceasta se alege un număr corespunzător de bare în rotor și se dă o anumită înclinare barelor, astfel încât factorul de înclinare pentru armonicile de ordin mare să fie cât mai mic. Dat fiind că $K_{2\nu}$ este cu atât mai mic cu cât înclinarea este mai mare, am fi tentați să dăm barelor din rotor o înclinare cât mai mare posibilă. Nu se recomandă însă practicarea unei înclinări mai mari de $\frac{b}{t_2} = 2{,}5$, dat fiind că înclinarea barelor din indus atrage după sine mărirea dispersiei, respectiv înrăutățirea factorului de putere și a supraîncărcabilității.

Soluția cea mai bună este de a alege astfel scurtarea ca să se micșoreze simțitor armonicile de ordin mai mic și de a fixa numărul crestăturilor rotorice și a înclinării lor în așa fel, încât să se micșoreze armonicile de ordin mai mare, obținându-se în același timp factori de înclinare relativ mici pentru armonicile de ordin mai inferior. In această alegere trebuie să se dea atenție în special armonicilor de succesiune directă.

In cazul motoarelor cu colivie simplă și crestături normale, executate, a căror funcționare lasă de dorit tocmai din cauza acțiunii armonicilor superioare, se pot întrebuința două metode pentru a micșora influența lor.

Prima metodă este aceea de a mări întrefierul prin strungirea rotorului, metodă ce are de scop micșorarea reactanței de dispersie și deci mărirea momentului corespunzător armonicei fundamentale. Este drept că și momentul armonicilor superioare se mărește: considerând că mărirea momentului fundamentalei și cele ale armonicilor superioare se măresc aproximativ cu același procent, totuși se câștigă o diferență de moment, încât rezultatul final este o îmbunătățire a momentului mașinii.

Metoda are desavantajul că mărirea întrefierului duce la înrăutățirea factorului de putere.

A doua metodă, recomandată de G. I. Sturman mai ales când exploatarea motorului este caracterizată prin sarcină de scurtă durată și porniri dese, este aceea de secționare a inelelor de scurtcircuitare. Prin aceasta se mărește rezistența rotorului R_2 și se micșorează curentul de pornire. Urmarea este că se micșorează eventual puțin momentul de pornire al fundamen-

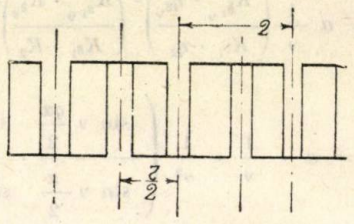


Fig. 8. Infășurarea rotorică în colivie, cu inelul secționat.

talei și se micșorează mult momentul armonicilor superioare, datorită micșorării curentului de pornire I_1 ($R_{2\nu}$ este puțin influențat de modificarea rezistenței inelului $r_{i\nu}$).

Cea mai simplă selecționare favorabilă, conform studiilor și experiențelor făcute de G. I. Sturman, este aceea în care secționarea inelelor se practică la distanțe egale cu un pas polar. Pozițiile de secționare a inelelor sunt defazate pe ambele părți cu o jumătate de pas polar (fig. 8). G. I. Sturman arată că se poate recurge și la secționarea unui singur inel, intervalul dintre două secționări fiind de $\frac{\tau}{2}$ sau $\frac{2\tau}{3}$. Acest lucru poate ușura în foarte mare măsură tehnologia tăierii inelelor când de exemplu, accesul spre una din părțile frontale ale rotorului este împiedicat de ventilator. Intreruperea inelelor în felul arătat exclude posibilitățile de creare a nesimetriei în circuitul rotoric.

Și această metodă prezintă o serie de desavantaje: la funcționarea mașinii în sarcină, pierderile în înfășurarea rotorică se măresc, ceea ce duce la o solicitare termică mai mare; momentul maxim se reduce; factorul de putere este micșorat. Aceste motive fac ca metoda să nu fie recomandată pentru motoare cu funcționare în sarcină de lungă durată.

In locul secționării inelului, se poate strungi puțin inelul, mijloc prin care se obțin aceleași îmbunătățiri ale momentului precum și desavantajele corespunzătoare.

E. **Exemplu numeric.** Pentru a arăta în mod concret influența pe care o pot avea momentele

parazite asincrone, redăm mai jos un exemplu numeric. Fie datele unui motor asincron trifazat în colivie :

$P = 10$ kW, $U_1 = 220$ V pe fază, $f = 50$ Hz, $n_1 = 3000$ rot/min.

Mașina are următoarele date constructive : $N_1 = 36$, $N_2 = 48$, înfășurarea statorică este scurtată $\frac{y}{\tau} = \frac{13}{18}$ într'un strat, cu bobine trapezoidale, având $w_1 = 126$ spire/fază. Înfășurarea rotorică în colivie este din aluminiu, având barele înclinate $\left(\frac{b}{l_2} = \frac{14,8}{11}\right)$.

Parametrii mașinei sunt : $R_1 = 0,725\ \Omega$, $R_2 = 3,325 \cdot 10^{-4}\ \Omega$, $X_1 = 3,17\ \Omega$, $X_2 = 4,035 \cdot 10^{-4}\ \Omega$, $X_{1m} = 86,63\ \Omega$, $r_b = 1,04 \cdot 10^{-4}\ \Omega$, $r_i = 1,91 \cdot 10^{-6}\ \Omega$, curentul de pornire statoric $I_1 = 49$ A.

Pentru calculul momentului armonicii fundamentale, se determină :

$C_1 = 1 + \frac{X_1}{X_{1m}} = 1,0336$, factorul de înclinare $k_2 = 0,99$

factorul de bobinaj total $K_{B_1} = K_{b_1}$, $K_{s_1} = 0,87 \cdot 0,906 = 0,79$

raportul de reducere la primar $r_T = 0,2525 \cdot 10^4$ rezistența rotorică redusă la stator $R_2' = 0,834\ \Omega$ reactanța de dispersie rotorică redusă la stator $X_2' = 1,02\ \Omega$.

Prin faptul că înfășurarea statorică nu este dispusă în două straturi ci într'un singur strat, scurtarea făcându-se prin alegerea într'un anumit fel a razelor din steaua t.e.m., factorii de bobinaj propriu ziși s'au determinat ca raportul dintre suma geometrică a vectorilor către suma aritmetică.

Cu datele de mai sus s'a calculat valoarea momentului corespunzător fundamentalei, pentru diferite alunecări s. Datele rezultate sunt trecute în tabela 1.

Tabela 1

S	1	0,9	0,8	0,6	0,4	$S_M = 0,205$	0
M^{N}_{m}	18,9	20,7	22,8	28,5	36,6	$M_M = 45$	0

Pentru a determina curba momentului pentru armonicile directe $\nu = 7$, 13, 19, și inverse $\nu = -5$, -11, -17, se calculează pentru fiecare armonică K_{2_ν}, $K_{B_{1_\nu}}$, $K_{b_{1_\nu}}$, $K_{s_{1_\nu}}$, η_{2_ν}, R_{2_ν}, X_{2m_ν}, $C_{2\delta_\nu}$, X_{2_ν}, K_ν.

Rezultatul calculelor este redat în tabela 2.

Cu ajutorul datelor din tabela 2 se determină din relația (12) valorile lui M_ν, corespunzătoare diferitelor valori ale lui S_ν. Rezultatele sunt redate în tabela 3.

Curba momentului rezultant se obține prin însumarea curbelor momentului fundamental (datele din tabela 1) și a curbelor momentelor armonicii superioare (datele din tabela 3) (fig. 9).

Se observă că momentul rezultant prezintă un minimum pentru $S = 0,84$, minimum care

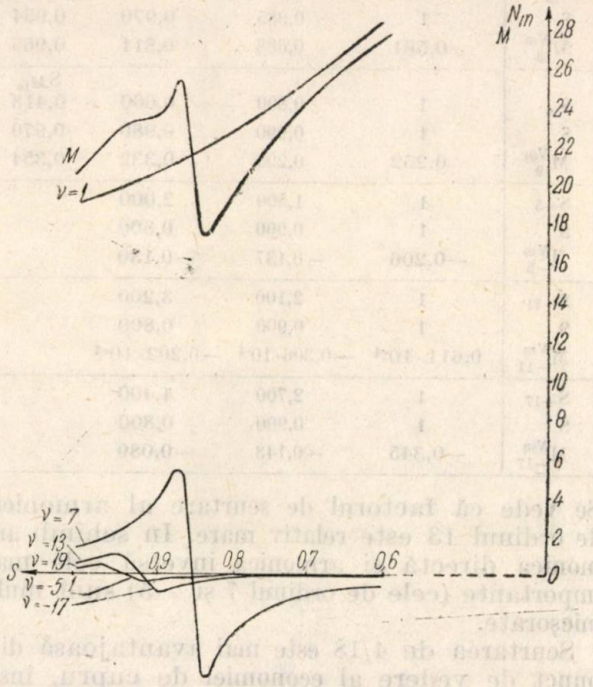


Fig. 9. Curbele momentelor corespunzătoare armonicilor superioare și armonicii fundamentale : momentul rezultant.

este mai mic decât momentul de pornire al armonicii fundamentale. Din analiza tabelei 2 reiese că scurtarea aleasă nu este corespunzătoare. Factorii de scurtare ai armonicilor de ordinul 7 și 13 se apropie de valoarea maximă posibilă 1 ($K_{s_7} = -0,9962$, $K_{s_{13}} = 0,819$). Ori aceste armonici sunt de succesiune directă și deci influențează în cea mai mare măsură momentul fundamentalei. In schimb, armonicile de succesiune inversă care au importanță mai redusă, sunt simțitor micșorate ($K_{s_{-5}} = -0,57358$, $K_{s_{-11}} = +0,08716$, $K_{s_{-17}} = 0,423$).

Scurtarea ar fi trebuit aleasă în așa fel încât K_{s_7}, $K_{s_{13}}$ și $K_{s_{-5}}$ să fie pe cât se poate simultan mici. Dacă în loc de scurtarea $\frac{\tau - y}{\tau} = \frac{18-13}{18} = \frac{5}{18}$, înfășurarea statorică ar fi fost executată cu o scurtare de 3/18 sau 4/18, influența armonicilor superioare ar fi fost mult diminuată. Pentru prima scurtare (3/18) aplicând relația (28) $K_{s_7} = -0,25882$, $K_{s_{13}} = -0,966$, $K_{s_{-5}} = -0,25882$

Tabela 2

ν	$K_{2\nu}$	$K_{b_1\nu}$	$K_{s_1\nu}$	$K_{B_1\nu}$	$\eta_{2\nu}$	$R^{\Omega}_{2_\nu}$	$X^{\Omega}_{2m_\nu}$	$C_{2\delta_\nu}$	$X^{\Omega}_{2_\nu}$	K_ν
7	−0,944	+0,1765	−0,9962	−0,1760	0,965	$1,090 \cdot 10^{-4}$	$6,350\ 10^{-4}$	0,21	$2,072 \cdot 10^{-4}$	−2,94
13	+0,796	+0,1780	+0,8190	+0,1460	0,883	$1,060 \cdot 10^{-4}$	$1,318 \cdot 10^{-4}$	1,02	$2,105 \cdot 10^{-4}$	+2,88
19	+0,595	−0,4050	−0,4230	+0,1715	0,761	$1,051 \cdot 10^{-4}$	$0,343 \cdot 10^{-4}$	3,86	$2,082 \cdot 10^{-4}$	+4,54
− 5	−0,965	−0,1250	−0,5736	+0,0717	0,981	$1,140 \cdot 10^{-4}$	$13\ 10^{-4}$	0,12	$2,310 \cdot 10^{-4}$	−1,17
−11	−0,851	−0,0153	+0,0872	−0,0013	0,913	$1,063\ 10^{-4}$	$2,095 \cdot 10^{-4}$	0,65	$2,120\ 10^{-4}$	−0,03
−17	−0,666	+0,4050	+0,4230	+0,1715	0,805	$1,052 \cdot 10^{-4}$	$0,535 \cdot 10^{-4}$	2,45	$2,070 \cdot 10^{-4}$	−4,05

Tabela 3

						S_{M_7}						
S_7	1	0,800	0,600	0,400	0,200	0,1295	0	−0,1295	−0,200	−0,400	−0,800	−1
S	1	0,970	0,943	0,915	0,885	0,875	0,857	0,838	0,828	0,800	0,744	0,714
M_7^{Nm}	1,35	1,670	2,180	3,100	4,840	5,330	0	−5,330	−4,840	−3,100	−1,670	−1,35
						$S_{M_{13}}$						
S_{13}	1	0,800	0,600	0,400	0,309	0,200	0	−0,200	−0,309	−0,400	−0,800	−1
S	1	0,985	0,970	0,954	0,946	0,938	0,923	0,909	0,900	0,891	0,861	0,845
M_{13}^{Nm}	0,561	0,688	0,811	0,965	0,995	0,910	0	−0,910	−0,995	−0,965	−0,668	−0,561
						$S_{M_{19}}$						
S_{19}	1	0,800	0,600	0,418	0,400	0,200	0	−0,200	−0,400	−0,418	−0,800	−1
S	1	0,990	0,980	0,970	0,968	0,958	0,949	0,937	0,926	0,924	0,905	0,895
M_{19}^{Nm}	0,252	0,290	0,332	0,354	0,353	0,275	0	−0,275	−0,353	−0,354	−0,290	−0,252
S_{-5}	1	1,500	2,000									
S	1	0,900	0,800									
M_{-5}^{Nm}	−0,206	−0,137	−0,130									
S_{-11}	1	2,100	3,200									
S	1	0,900	0,800									
M_{-11}^{Nm}	$0,611 \cdot 10^{-4}$	$-0,306 \cdot 10^{-4}$	$-0,202 \cdot 10^{-4}$									
S_{-17}	1	2,700	4,400									
S	1	0,900	0,800									
M_{-17}^{Nm}	−0,345	−0,143	−0,089									

Se vede că factorul de scurtare al armonicii de ordinul 13 este relativ mare. In schimb armonica directă și armonica inversă cele mai importante (cele de ordinul 7 și —5) sunt mult micșorate.

Scurtarea de 4/18 este mai avantajoasă din punct de vedere al economiei de cupru, însă factorii de scurtare sunt mai nefavorabili. In adevăr, pentru această scurtare:

$$K_{s_7} = -0,76604 \qquad K_{s_{13}} = -0,17365$$
$$K_{s_{-5}} = 0,98481$$

Cu toate acestea scurtarea de 4/18 ar fi fost mai potrivită decât aceea de 5/18, dat fiind că armonica de ordinul 7 ar fi fost aproximativ $(0,76604/0,9962)^2 = 0,72^2$ din valoarea calculată în tabela 3.

Analizând rezultatele în lumina relației (34) putem trage și alte concluzii. Tabela 2 cuprinde valori pentru factorul de înclinare $K_{2\nu}$, care sunt relativ mari. S'a arătat că cu cât raportul b/t_2 este mai mare, cu atât factorul de înclinare are o valoare mai mică, pentru fiecare armonică în parte. Rezultă că dacă mașina s'ar fi construit cu o înclinare a crestăturilor rotorice mai mare, raportul $\frac{M_{M_\nu}}{M_p}$ s'ar fi micșorat, pe de o parte datorită factorul $K_{2\nu}^2$, care s'ar fi micșorat, pe de altă parte din cauza măririi lui R_2, care crește odată cu lungimea barei.

In concluzie se poate supune că la proiectarea mașinilor asincrone cu rotor în colivie, la care au mare importanță armonicile directe, trebuie să se dea o mare atenție:

— alegerii numărului de crestături statorice și rotorice

— alegerii înfășurării, spre a putea realiza scurtările cele mai potrivite.

— alegerii celei mai potrivite înclinării a crestăturilor.

Pentru aceste motoare este absolut necesar un studiu asupra armonicilor asincrone, înainte ca mașinile să fie executate, și apoi o încercare la standul de probă ,spre a se putea aduce ultimele îmbunătățiri.

Bibliografie

Andronescu Pl., prof., dr., ing.: Asupra curbei momentului la motoarele asincrone în colivie (disertație), Leipzig, 1921.

Mircea Cristea, ing.: Influența armonicilor superioare asupra comportării motoarelor asincrone polifazate în colivie (lucrare de diplomă), Timișoara, 1951.

Piotrovschi, L. M.: Mașini Electrice – traducere, Timișoara, 1952, Edit. I.P.T.

Sturman G. I.: Coliviile de veveriță cu inelele de scurtcircuitare secționate la mașina asincronă în scurtcircuit, Electricestivo, Nr. 9 (1951).

Richter, R.: Mașini Electrice, vol. IV, Berlin, 1936.

★

ВЛИЯНИЕ АСИНХРОННЫХ ПАРАЗИТНЫХ МОМЕНТОВ ВСЛЕДСТВИЕ ВЫСШИХ ГАРМОНИК, НА МОМЕНТ АСИНХРОННОГО ТРЕХФАЗНОГО ДВИГАТЕЛЯ С БЕЛИЧЬЕЙ КЛЕТКОЙ

Резюме

В статье излагается влияние паразитных асинхронных моментов на момент основной гармоники, асинхронного двигателя с беличьей клеткой. Указывается причина появления высших гармоник и асинхронных паразитных моментов в двигателях. После краткого рассмотрения способов устранения асинхронных паразитных моментов, дается численный пример.

ALEGEREA FRECVENȚEI DE LUCRU PENTRU A STABILI O RADIOLEGĂTURĂ

Prof. Ing. EDM. NICOLAU

După ce se expun principalele fenomene fizice care intervin în propagareu undelor radio, se face o clasificare a undelor utilizate în radiotehnică. Se arată apoi modul de propagare a diferitelor categorii de unde radio și se conchide arătându-se frecvența ce trebue aleasă pentru stabilirea unei radiolegături.

1. Alegerea frecvenței de lucru pentru stabilirea unei radiolegături constitue o problemă importantă, deoarece undele radiofonice de diferite lungimi de undă se propagă în moduri diferite, și o legătură care se poate stabili cu o putere mică pe o lungime de undă aleasă corect, nu se poate stabili nici cu o putere de multe ori mai mare, dacă se lucrează pe o frecvență necorespunzătoare. In articolul de față se va face mai întâi o expunere a principalelor fenomene fizice care intervin în propagarea undelor radio, apoi o clasificare a undelor utilizate în radiotehnică, arătând modul în care se propagă diferitele categorii și în sfârșit, ca o concluzie, vom arăta ce frecvență trebue aleasă pentru a putea stabili o radiolegătură.

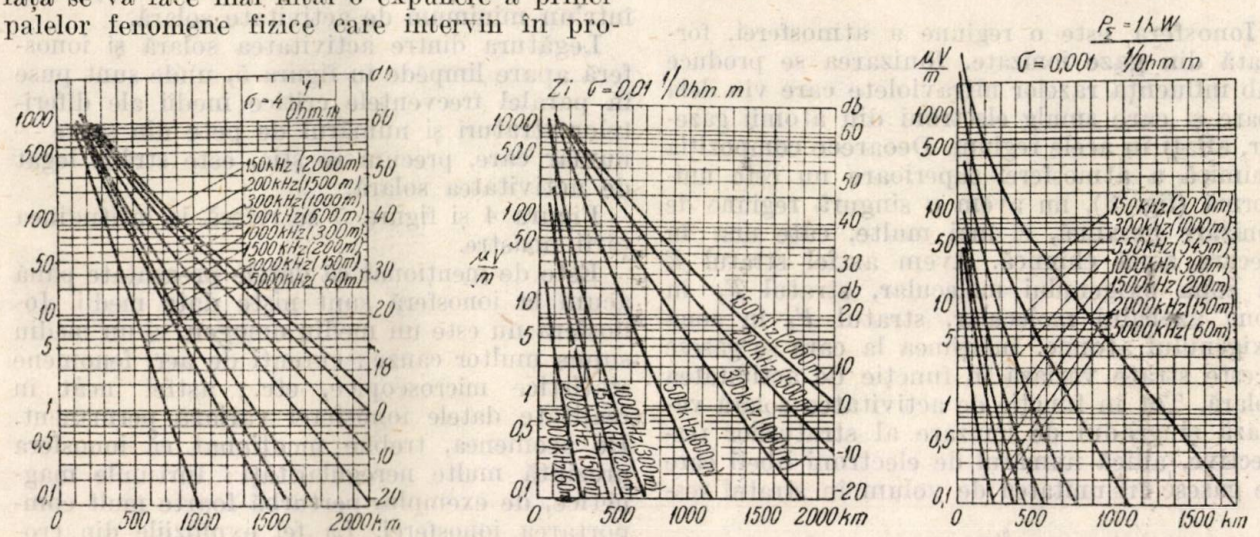


Fig. 1. Câmpul produs de un emițător de 1 kW, la diferite distanțe pentru : mare, sol umed, sol uscat.

2. Principalii factori care intervin în propagarea undelor radio sunt următorii :

a) propagarea undelor se face la suprafața sferică a pământului, mediu care provoacă atât o pierdere de energie din partea undei, cât provoacă și o difracție a undei ;

b) în partea superioară a atmosferei pământului se află ionosfera, o regiune în care aerul este ionizat.

Absorbția de energie pe care o produce pământul, se explică științific prin faptul că pământul nu este un conductor perfect, astfel încât el opune o anumită rezistență la trecerea prin el a curentului electric. Această absorbție de energie face ca unda să piardă mereu energie, cât timp se propagă deasupra solului, astfel încât energia sa scade mereu și implicit și amplitutudinea câmpului : în apropiere de emițător, câmpul este cu mult mai puternic decât la distanță mare. Scăderea intensității câmpului depinde de solul deasupra căruia se face propagarea : ea este foarte mică atunci când propagarea se face deasupra mării sau a unei ape și dimpotrivă, este importantă atunci când propagarea se face deasupra unei păduri sau a unui sol stâncos. De aci o primă concluzie : pentru a stabili o radiolegătură, trebue să ținem seama de distanța dintre emițător și receptor, cât și de mediul dintre ele. In figura 1 se arată intensitatea câmpului produs la diferite distanțe de o stație de 1 kW, propagarea făcându-se deasupra diferitor medii specificate.

Pentru a deduce din aceste curbe câmpul produs de o stație având o putere P, trebue înmulțite valorile obținute din curbe cu radical din P. Valoarea câmpului la recepție este un factor important, deoarece câmpul trebue să aibă o valoare minimă pentru a putea stabili legătura. Aceste valori minime de câmp se găsesc date în diferite locuri [1].

Prin difracția undelor radio se înțelege un fenomen care se produce atunci când undele nu se propagă într'un mediu lipsit de obstacole, fenomen care face ca undele să nu se mai propage în linie dreaptă, așa cum se propagă ele în lipsa unui accident. In figura 2 se arată cum la suprafața sferică a pământului, undele radio nu se propagă în linie dreaptă, suferind fenomenul de difracție. Acest fenomen este important la undele scurte, permițând obținerea unor legături la distanțe dincolo de

orizontul optic, adică la distanțe la care nu am putea stabili o legătură prin semnale optice. La undele foarte scurte, sub 3 m, fenomenul de difracție este foarte puțin important, astfel încât nu mai puteam depăși cu mult orizontul optic. In figura 2 *a* se arată difracția undelor la trecerea printr'o fantă.

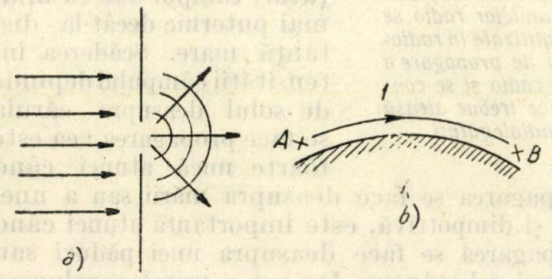


Fig. 2. Difracția undelor.
a — la trecerea printr'o fantă; b — la suprafața pământului.

Ionosfera este o regiune a atmosferei, formată din gaze ionizate. Ionizarea se produce sub influența razelor ultraviolete care vin dela soare și care smulg electroni din atomii gazelor, aflați în acele regiuni. Deoarece compoziția chimică a atmosferei superioare nu este uniformă (fig. 3), nu avem o singură regiune de ionizare maximă, ci mai multe, câte una în fiecare zonă chimică. Avem astfel stratul *E* în zona oxigenului molecular, stratul F_1 în zona azotului molecular, stratul F_2 în zona oxigenului atomic. Inălțimea la care se găsesc aceste strate variază în funcție de activitatea solară. Tot în funcție de activitatea solară variază și gradul de ionizare al straturilor respective, adică numărul de electroni liberi care se găsesc în unitatea de volum în stratul respectiv. Cu titlul de informație amintim că în stratul *D* densitatea de electroni este mică, circa 10^5 electroni/cm³, pe câtă vreme în stratul F_2 se găsesc 10^7 electroni/cm³.

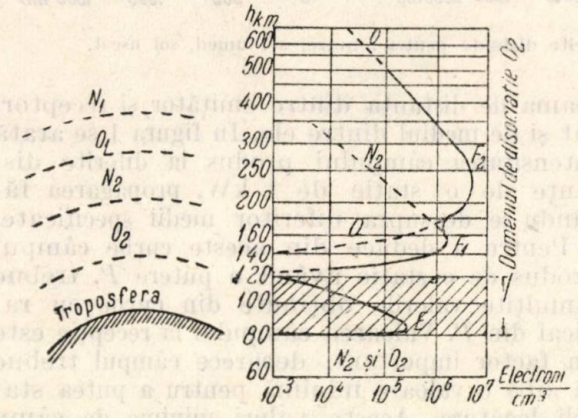


Fig. 3.
a — structura chimică a atmosferei superioare; b — straturile ionosferei.

Ionosfera nu are mereu aceeași structură, ci așa cum am amintit, ea este foarte mult influențată de activitatea solară. Ea va cunoaște astfel un ciclu zilnic, unul anual și un ciclu de 11 ani. Primul este provocat de variația orară a poziției relative a unui punct de pe suprafața pământului și soare — al doilea ciclu de variația poziției pământ-soare, datorită mișcării pământului pe orbita sa, iar ultimul ciclu depinde de activitatea proprie a soarelui.

Starea ionosferei se caracterizează prin înălțimile diferitelor straturi. O altă mărime se exprimă deobicei în mod indirect prin așa numita frecvență critică. Notând cu f_c frecvența critică, iar cu N numărul de electroni pe unitatea de volum din mediul respectiv, se poate scrie:

$$f_c = 9\sqrt{N} \qquad (1)$$

frecvența fiind exprimată în kHz, iar N în electroni/cm³. Frecvența critică a unui strat reprezintă frecvența maximă pe care o poate avea un semnal radio, care fiind trimis vertical în acel strat, se reîntoarce la pământ.

In figura 4 se dă înălțimea și frecvența critică la diferite strate în sezoane diferite și în doi ani situați unul într'un maximum și unul într'un minimum de activitate solară.

Legătura dintre activitatea solară și ionosferă apare limpede în figura 5, unde sunt puse în paralel frecvențele critice medii ale diferitelor straturi și numărul de pete din soare — număr care, precum se știe, este strâns legat de activitatea solară.

Figura 4 și figura 5 se referă la latitudinea țării noastre.

Este de menționat că datele prezentate până acum la ionosferă sunt niște date medii. Ionosfera nu este un mediu omogen, ci un mediu supus multor cauze: curenți de aer, fenomene statistice microscopice, etc.; astfel încât în realitate datele ionosferei variază permanent. De asemenea, trebue menționat că ionosfera prezintă multe neregularități: furtunile magnetice, de exemplu, perturbă foarte mult comportarea ionosferei. La fel exploziile din cromosfera solară.

Strâns legat de variația permanentă a stării ionosferei se află fenomenul de feding. Acest fenomen face ca intensitatea câmpului la recepție să varieze foarte mult. El se explică prin aceea că la recepție sosesc mai multe unde care au trecut prin locuri diferite, astfel încât au faze diferite, deoarece au parcurs drumuri diferite. In ionosferă, undele suferă o refracție totală. Putem însă vorbi de o reflecție comparând ionosfera cu un strat conductor — deci reflectant.

Clasificarea undelor radio se face după lungimea de undă — deci și după frecvență. Se disting astfel patru game principale de unde: lungi, medii, scurte și ultra-scurte. Lungimile de undă și frecvențele corespunzătoare sunt date în tabela 1.

Gamele undelor radio *Tabela 1*

Numele gamei	Lungimea de undă m	Frecvența kHz
Lungi	$2 \cdot 10^4 . 3 \cdot 10^3$	15... 100
Medii	$3 \cdot 10^3 .. 10^2$	100... 3 000
Scurte	$10^2 .. 10$	3 000... 30 000
Ultra scurte	< 10	$< 30\,000$

Ultima gamă, aceea a undelor ultra scurte, se mai subîmparte în: unde metrice, având lungimea de undă între 10 și 1 m, unde cen-

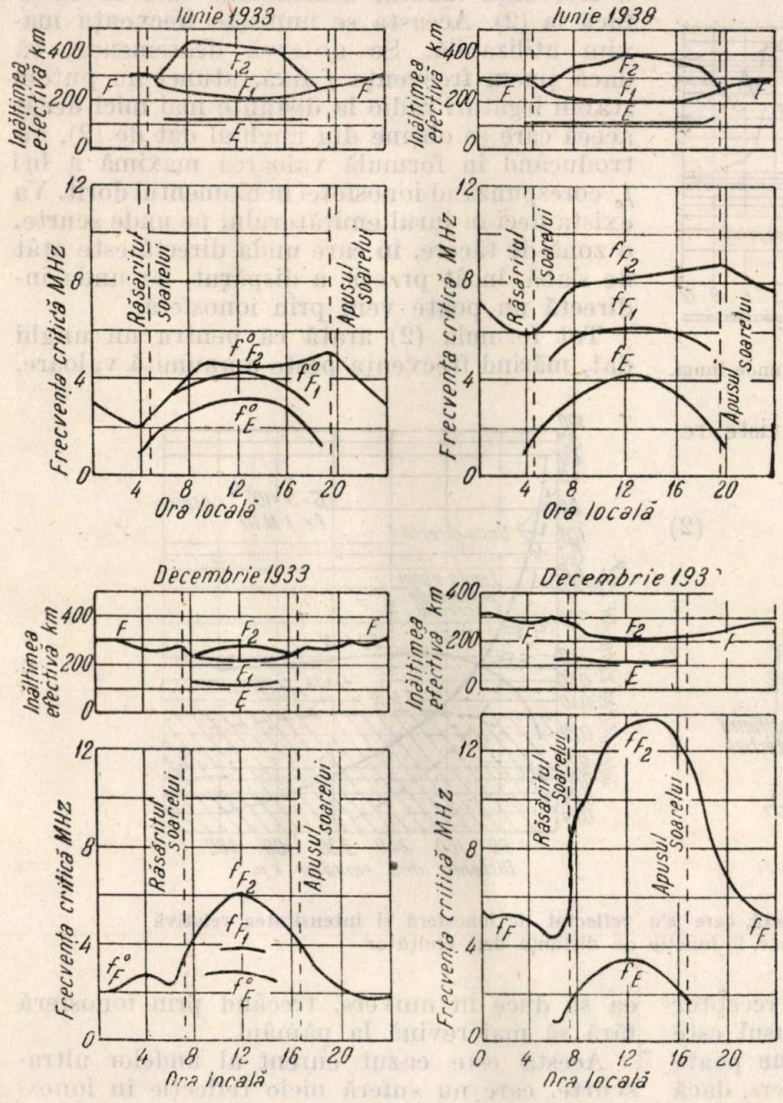


Fig. 4. Înălțimea și frecvența critică a straturilor ionosferii în diferite sezoane, din diferiți ani.

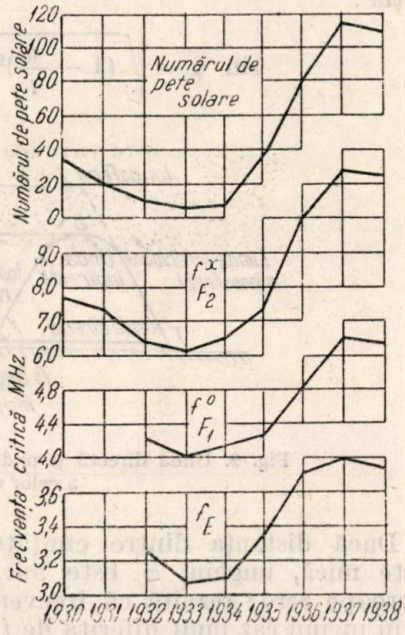


Fig. 5. Frecvența critică medie a diferitelor straturi ionosferice, în paralel cu numărul de pete din soare.

timetrice și unde milimetrice, la care lungimile de undă sunt de 10, respectiv 100 ori mai mici.

4. Proprietățile diferitelor unde depind de

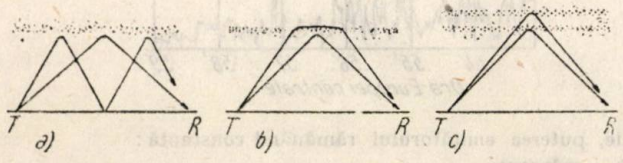


Fig. 6. Explicarea fenomenului de feding.:
a—unde care sosesc în același punct una suferind o singură reflexie în ionosferă, iar alta, două; b, c—interferența mai multor unde care au parcurs drumuri diferite.

modul în care se comportă ionosfera față de ele.

Pentru undele lungi, ionosfera se comportă ca un semiconductor, astfel încât propagarea undelor lungi la suprafața pământului este analoagă cu propagarea undelor într'un ghid de undă sferic, anume ghidul de undă limitat de pământ într'o parte și de ionosferă în cealaltă parte. Datorită faptului că undele lungi nu pătrund în ionosferă aceste unde sunt puțin influențate de variațiile ionosferei, deci nu vor suferi prea mult de fenomenul de feding. Aceasta în special la lungimi de undă mari, așa cum se vede în figura 8.

Pentru undele medii și scurte, lucrurile se prezintă astfel: unda pătrunde în ionosferă și după aceea revine spre pământ, la distanță mare față de emițător. Deoarece unda directă, care s'a propagat la suprafața pământului a suferit o atenuare din cauza absorbției de energie de către sol, unda indirectă care s'a propagat în aer, unde absorbția este foarte mică, va avea o intensitate cu mult mai mare. Intensitatea undei va varia însă foarte mult în timp, așa cum se vede în figura 10. Aceste variații pot stânjeni legătura și la liniile permanente de trafic radiofonic, se combat prin instalații speciale, cum ar fi sistemele diversitate. Dar orice receptor de radio modern are un dispozitiv de control automat al volumului, care caută să elimine fedingul.

Fig. 7. Propagarea undelor lungi în ghidul de undă format de pământ și ionosferă

In legătură cu undele scurte, trebue menționat și faptul că nu se pot stabili legături la distanțe apropiate de emițător cu frecvențe

oricât de mari. Se demonstrează anume, că între unghiul φ sub care intră unda în ionosferă, frecvența de lucru f și frecvența critică

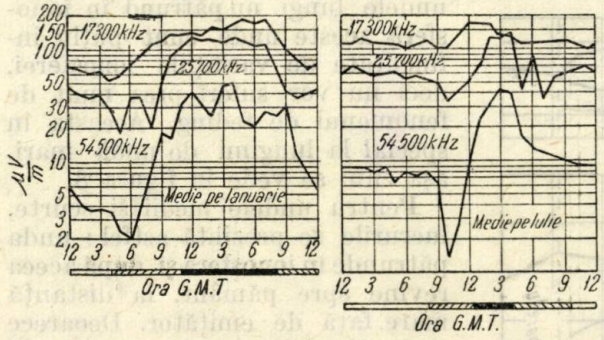
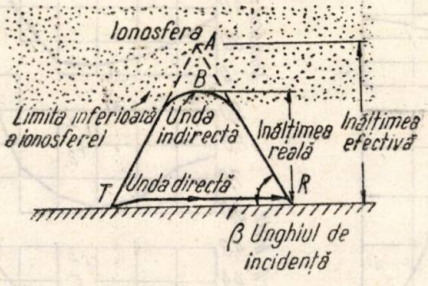


Fig. 8. Variația orară a intensității câmpului în unde lungi.

a stratului respectiv f_c trebue să existe relația :

$$\sin \varphi = \sqrt{(1 - \frac{f_c}{f})^2}. \qquad (2)$$



lucru dată de (2), va varia între un maxim și un minim. In orice caz, se reține faptul că pentru o distanță dată, deci un unghi dat, există o frecvență maxim utilizabilă, care să satisfacă la (2). Aceasta se numește frecvența maxim utilizabilă. Se observă deasemenea, că dacă ținem frecvența f fixă, atunci nu putem stabili legături radio la distanțe mai mici decât aceea care se obține din unghiul dat de (2), introducând în formulă valoarea maximă a lui f_c corespunzând ionosferei în momentul dorit. Va exista deci în jurul emițătorului pe unde scurte, o zonă de tăcere, în care unda directă este atât de slabă, încât practic a dispărut, iar unda indirectă nu poate veni prin ionosferă.

Tot formula (2) arată că pentru un unghi dat, mărind frecvența peste o anumită valoare,

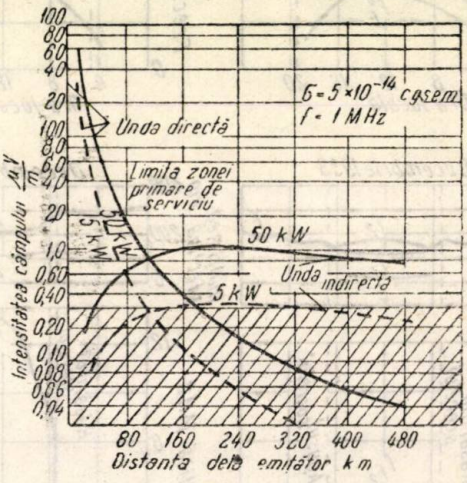
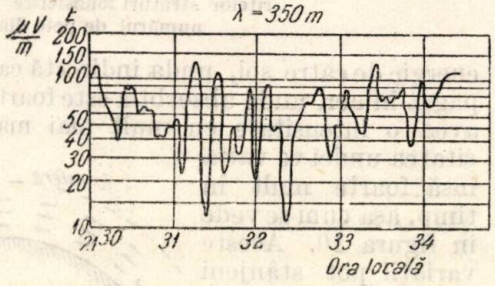


Fig. 9. Unda directă și unda indirectă, care s'a reflectat de ionosferă și intensitatea relativă a celor două unde, în funcție de distanța dela emițător

Dacă distanța dintre emițător și receptor este mică, unghiul φ este mic, sinusul este aproape zero; rezultă că frecvența f nu poate fi în niciun caz mult diferită de f_c. Invers, dacă



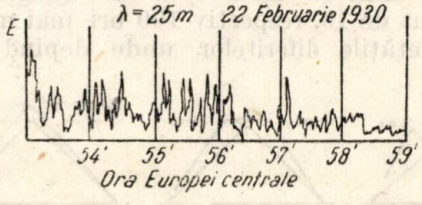


Fig. 10. Variația în timp a semnalului la recepție, puterea emițătorului rămânând constantă : a — unde medii; b — unde scurte.

distanța este dată, deci unghiul φ este dat, formula de mai sus ne dă valoarea frecvenței de lucru. Acum trebue ținut seama de faptul că într'un strat nu întâlnim o singură densitate de electroni, ci această densitate variază între un maxim și un minim, astfel încât și f_c, care este legat de N prin relația (1), va varia între un maxim și un minim, deci și frecvența de

ea se duce în univers, trecând prin ionosferă fără să mai revină la pământ.

Acesta este cazul curent al undelor ultrascurte, care nu suferă nicio reflecție în ionosferă. Rezultă că aceste unde pot fi utilizate numai în undă directă. Cum la aceste unde propagarea se face aproape ca la undele optice, deci numai în linie dreaptă, rezultă că ele se pot utiliza numai până la orizontul optic. Acest orizont se mărește dispunând antenele de emisie și recepție cât mai sus, pe piloni speciali. Avantajul mare al acestor unde constă în faptul că

lungimea de undă fiind mică, se pot utiliza sisteme care să le concentreze foarte mult radiația, deci sisteme cu câștig de putere mare.

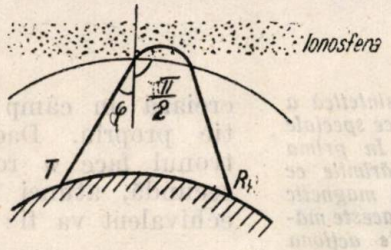


Fig. 11. Determinarea unghiului sub care intră o undă în ionosferă, pentru o radiolegătură dată.

5. Concluziile practice care se degajă din aceste considerente teoretice, sunt următoarele :

— undele lungi se vor utiliza atunci când dorim a asigura o legătură permanentă, sigură, care să nu depindă de activitatea solară, deci care să nu poată fi întreruptă de furtuni magnetice sau alte evenimente de această natură ;

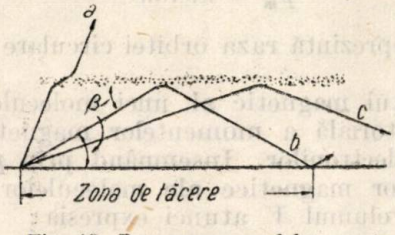


Fig. 12. Propagarea undelor scurte și ionosfera :
a — undele de frecvență prea mari se pierd în univers ; b — distanța minimă la care se poate stabili legătura în unde scurte.

— undele ultrascurte se utilizează la legături apropiate și pe direcții fixe, deoarece sistemele cu câștig mare sunt cu caracteristica de radiație foarte concentrate. Astfel de situații sunt de exemplu stațiile releu de microunde, dispuse pe cele două maluri ale unui râu, stații releu la care vin liniile de telecomunicații, și care stații elimină cablul care se poza în mod normal peste apă. Legătura astfel stabilită, se mai numește și cablu hertzian ;

— undele scurte se întrebuințează pentru a stabili legături la distanțe mai mari și cu puteri relativ mici, în comparație cu cele utilizate în unde lungi. La ele trebue avut în vedere faptul că fenomenul de feding este pronunțat, deci legătura poate fi uneori întreruptă. Deasemenea, este necesar a varia cu anotimpul și cu ora, frecvența utilizată. In figura 13 se vede o curbă care dă frecvența maxim utilizabilă pentru diferite distanțe și ore locale. Curba se referă la o lună și un an precis. Pentru distanțe mici, datele nu sunt afectate de an. In ceeace privește ora, trebue avut în vedere faptul că în jurul răsăritului și apusului soarelui, frecvența maxim utilizabilă variază brusc, și din contra, la miezul nopții și la amiază, frecvența maxim utilizabilă rămâne aceeași.

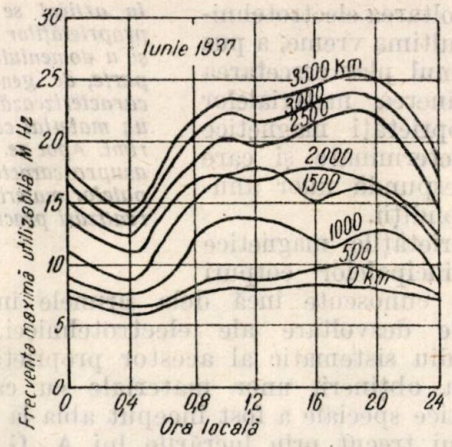


Fig. 13. Frecvența maxim utilizabilă pentru a stabili o legătură radio la diferite distanțe

In modul acesta, am dat un răspuns la problema alegerii frecvenței pentru a stabili o radiolegătură dată.

Bibliografie

[1] *Smirenin B. A.:* Spravocinic po radiotehniche, Gosenergoizdat, 1950, Moscova.

[2] *Nicolau Edm.:* Propagarea undelor radio, Edit. Inst. Politehnic, București, 1954.

★

ВЫБОР РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ ДЛЯ УСТАНОВЛЕНИЯ РАДИОСВЯЗИ

Резюме

После изложения важнейших физических явлений которые сопутствуют распространению радиоволн, производится классификация применяемых в радиотехнике волн. Затем указывается способ распространения различных категорий радиоволн и в заключение указывается частота которую следует выбрать для установления радиосвязи.

MATERIALE CU PROPRIETĂȚI MAGNETICE SPECIALE ȘI DOMENIUL LOR DE UTILIZARE

Ing. D. ONCICA

In articol se face o prezentare sintetică a proprietăților materialelor magnetice speciale și a domeniului lor de utilizare. In prima parte, de generalități, se arată mărimile ce caracterizează din punct de vedere magnetic un material cât și relațiile dintre aceste mărimi. Apoi se arată cum se poate acționa asupra caracteristicelor magnetice a principalelor materiale feromagnetice cât și unele realizări practice și aplicațiile lor industriale.

Desvoltarea electrotehnicei în ultima vreme, a pus pe primul plan cercetarea și obținerea materialelor cu proprietăți magnetice bine determinate și care să corespundă unor anumite condiții.

Proprietățile magnetice ale principalelor corpuri au fost cunoscute încă dela primele începuturi de desvoltare ale electrotehnicei, dar un studiu sistematic al acestor proprietăți în vederea obținerii unor materiale cu calități magnetice speciale a fost început abia la finele secolului trecut prin lucrările lui A. G. Stoletov, Curie și alții.

Mărimile care caracterizează un material din punct de vedere magnetic sunt :

— magnetizarea P ;
— magnetizarea remanentă P_r ;
— forța coercitivă H_k ;
— coeficientul de magnetizare $\varkappa$ și
— pierderile de energie în fenomenele magnetice.

Este știut că în interiorul unei substanțe magnetice așezată într'un câmp magnetic exterior, intensitatea câmpului este formată din valoarea $\overline{H}$ a câmpului magnetic exterior la care se adaugă un câmp magnetic suplimentar $\overline{H'}$ care poate fi îndreptat în același sens cu $\overline{H}$ sau în sens contrar. Această mărime :

$$\overline{B} = \overline{H} + H' \qquad (1)$$

poartă denumirea de inducție magnetică.

După orientarea vectorului $\overline{H'}$ în raport cu $\overline{H}$ materialele au fost împărțite în două grupe distincte :

a) materiale paramagnetice la care $\overline{H'}$ are același sens cu $\overline{H}$;

b) materiale diamagnetice la care $\overline{H'}$ este îndreptat în sensul opus lui $\overline{H}$.

Pentru majoritatea corpurilor valoarea lui $\overline{H'}$ este foarte mică în raport cu $\overline{H}$. Există totuși o serie de corpuri printre care și fierul la care câmpul magnetic suplimentar $\overline{H'}$ este foarte mare în raport cu câmpul inițial $\overline{H}$. Acestea poartă numele de corpuri feromagnetice.

Se poate stabili legătura care există între vectorul $\overline{H'}$ și intensitatea de magnetizare P dacă avem în vedere momentele magnetice ale moleculelor și atomilor.

Intr'adevăr, un electron care se deplasează pe o orbită poate fi asemănat cu un curent I care circulă pe un contur închis. Acest curent creiază un câmp magnetic propriu. Dacă electronul face n rotații pe secundă, atunci curentul echivalent va fi :

$$I = n.e$$

unde $e = 1{,}602.10^{-19}$ coulombi este sarcina electrică a electronului.

Cum în general momentul magnetic al unui cadru este

$$p_m = I.S$$

unde I este curentul total ce străbate cadrul iar S este suprafața cuprinsă de acest curent putem scrie momentul magnetic al unui electron :

$$p_m = n.e.\pi.r^2 \qquad (2)$$

unde r reprezintă raza orbitei circulare a electronului.

Momentul magnetic al unei molecule va fi suma vectorială a momentelor magnetice ale tuturor electronilor. Insemnând prin p suma momentelor magnetice ale moleculelor conținute în volumul V atunci expresia :

$$P = \lim_{\Delta V \to 0} \frac{\Sigma p}{\Delta V} \qquad (3)$$

poartă numele de magnetizarea mediului respectiv.

Asupra momentelor magnetice elementare ale electronilor câmpul magnetic exterior $\overline{H}$ are o acțiune de orientare și deci putem admite ca în interiorul unei porțiuni cilindrice, de exemplu dintr'un material supus acțiunii câmpului magnetic, curenții moleculari sunt mai mult sau mai puțin ordonați. Planele acestor curenți sunt perpendiculare pe vectorul $\overline{H}$ alcâmpului magnetic (fig. 1), pe care îl presupunem orientat paralel cu axa cilindrului. Se observă atunci că în interiorul unei secțiuni perpendiculare pe vectorul $\overline{H}$ al câmpului magnetic curenții moleculari orientați sunt compensați, rezultanta lor fiind nulă. Rămân necompensați numai curenții moleculari dela suprafața laterală a cilindrului. Dacă notăm cu I_0 valoarea acestui curent pe unitate de lungime a tubului considerat, câmpul magnetic creiat de el este asemănător unui solenoid :

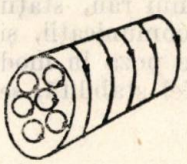


Fig. 1

$$\overline{H'} = 4 \cdot \pi \cdot \overline{I}_0 \qquad (4)$$

unde $\overline{H'}$ este chiar valoarea câmpului magnetic

suplimentar de care am vorbit la început. Dacă notăm cu S secțiunea cilindrului și cu l lungimea acestuia, momentul magnetic al acestui cilindru va fi :

$$M = I_0 \cdot l \cdot S$$

unde $I_0 l$ reprezintă curentul periferic total.

Vectorul de magnetizare, ținând seama de relația (3) va fi :

$$\overline{P} = \frac{M}{V} = \frac{I_0 \cdot l \cdot S}{l \cdot S} = I_0 \qquad (5)$$

iar expresia (4) va putea fi scrisă :

$$\overline{H}' = 4 \cdot \pi \cdot \overline{P} \qquad (6)$$

prin urmare vectorul $\overline{P}$ coincide ca sens cu $\overline{H}$. Valoarea lui este proporțională cu $\overline{H}$

$$\overline{P} = \varkappa \cdot \overline{H}. \qquad (7)$$

In această expresie $\varkappa$ poartă numele de coeficient de magnetizare sau susceptibilitate magnetică.

Având stabilită relația între $\overline{H}'$ și $\overline{P}$ putem să dăm o nouă formă expresiei (1)

$$\overline{B} = \overline{H} + 4\pi\overline{P} = \overline{H} + 4\pi\varkappa\overline{H} = \overline{H}(1 + 4\pi\varkappa) = \mu\overline{H}. \qquad (8)$$

Coeficientul $\mu = 1 + 4\pi\varkappa$ poartă numele de permeabilitate magnetică.

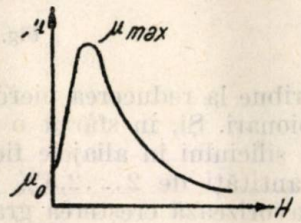


Fig. 2

La materialele paramagnetice $\varkappa > 0$ și deci $\mu > 1$, la materialele diamagnetice $\varkappa < 0$ și deci $\mu < 1$ iar pentru materialele feromagnetice $\varkappa \gg 0$ și deci $\mu \gg 1$.

Pentru acestea din urmă care în industria electrotehnică joacă un rol deosebit, relația între $\varkappa$ și $\overline{H}$ respectiv între μ și $\overline{H}$ nu este lineară.

S'au făcut diverse încercări spre a se exprima în mod analitic această relație, dar până în prezent nu s'a ajuns la un rezultat mulțumitor. In practică relația $\mu = f(H)$ este dată sub forma unei curbe pentru fiecare material în parte (fig. 2). Mult mai utilizată însă este relația $B = f(H)$ exprimată deasemenea sub forma grafică (fig. 3) din care se poate deduce :

$$B = \mu H \text{ sau } \mu = \frac{B}{H} \qquad (9)$$

reprezentată prin tangenta trigonometrică a unghiului format de dreapta OA cu axa H pentru fiecare valoare a câmpului H.

In anumite domenii din electrotehnică și în special în tehnica frecvențelor înalte se utilizează o altă relație și anume „permeabilitatea diferențială"

$$\mu_{dif} = \lim_{\Delta H \to 0} \frac{\Delta B}{\Delta H} = \frac{dB}{dH} \qquad (10)$$

reprezentată prin tangenta trigonometrică a unghiului β format de tangenta geometrică la curba $B = f(H)$ și axa H (fig. 3).

In procesul de magnetizare al corpurilor feromagnetice curba reprezentată în fig. 3 care

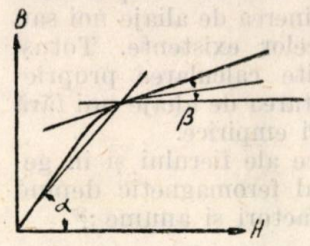


Fig. 3

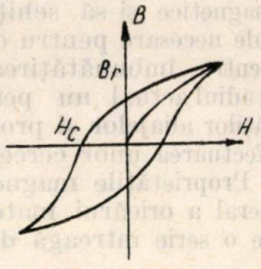


Fig. 4

începe dela $B = 0$ și $H = 0$ (deci $P = 0$) poartă numele de curba de bază a magnetizării. Pe măsură ce H crește, crește și P mult mai repede la început, apoi din ce în ce mai puțin și la un moment dat rămâne constant. Se zice că s'a ajuns la saturație magnetică.

Pentru valorile dscrescătoare ale lui H curba de demagnetizare nu mai coincide cu prima și se ajunge la un moment dat ca pentru $H = 0$ să avem $B \neq 0$ (fig. 4). Valoarea B_r poartă numele de „inducție remanentă". Este ușor de dedus că pentru aceasta este necesară o valoare $P_r \neq 0$ care poartă numele de magnetizare remanentă

$$B_r = 4 \cdot \pi \cdot P_r. \qquad (11)$$

Pentru a readuce inducția din nou la valoarea 0 este necesar a se creea un câmp magnetic de sens contrar. Valoarea H_c pentru care $B = 0$ poartă numele de „forță coercitivă".

Materialele pentru care forța coercitivă are valori mici poartă numele de materiale magnetice „moi", iar acelea pentru care forța coercitivă are valori mari poartă numele de materiale magnetice „dure".

In general materialele magnetice moi au susceptibilitatea magnetică mare pe câtă vreme materialele magnetice dure au susceptibilitate magnetică mică.

Pierderile de energie în masa materialelor magnetice supuse câmpurilor magnetice alternative sunt reprezentate prin :

a) pierderile prin histerezis P_h proporționale cu frecvența cu volumul și cu patratul inducției

$$P_h = k.f.B_m^2.V \qquad (12)$$

și reprezentate prin suprafața unui ciclu complect de magnetizare, numit și ciclu histerezis

b) pierderile prin curenți turbionari și ele la rândul lor proporționale cu volumul, patratul frecvenței și patratul inducției

$$P_f = k_2.f^2.B_m^2.V$$

Modul în care se poate acționa asupra caracteristicilor magnetice a principalelor materiale feromagnetice. Stadiul actual al cunoștințelor și teoriei magnetismului dau posibilitatea cercetătorilor să stabilească factorii principali care influențează proprietățile substanțelor feromagnetice și să schițeze lucrările experimentale necesare pentru obținerea de aliaje noi sau pentru îmbunătățirea celor existente. Totuși stadiul actual nu permite calcularea proprietăților aliajelor și proiectarea de aliaje noi fără efectuarea unor cercetări empirice.

Proprietățile magnetice ale fierului și în general a oricărui material feromagnetic depind de o serie întreagă de factori și anume:

a) de orientarea axelor cristalelor din granule în raport cu direcția de magnetizare;

b) de impuritățile fierului; prin adausuri ca cele care intră în soluția solidă (aceasta influențează relativ slab asupra proprietăților) și ca acelea existente în interiorul granulelor și la limitele lor sub forma de incluziuni;

c) de numărul granulelor pe unitatea de volum, adică de mărimea granulelor;

d) de deformarea rețelei cristaline din cauza deformării plastice a materialului.

Este cunoscut faptul că orientarea cristalelor are o influență hotărîtoare asupra alurei curbei de magnetizare în câmpuri magnetice mediane: permeabilitatea inițială și maximă în direcția muchiei cubului într'un monocristal al fierului este de câteva ori mai mare, iar forța coercitivă de câteva ori mai mică decât în direcția diagonalei patratului sau cubului. Această anizotropie pentru μ_0 μ_{max} și H_c apare totuși pronunțat în câmpuri slabe numai în cristalele relativ pure unde influența impurităților și deformărilor este mai mică. In practică pentru calitățile uzuale de materiale feromagnetice influența impurităților asupra calităților magnetice este considerabil mai mare și anizotropia devine perceptibilă numai în cazuri excepționale.

In ceeace privește importanța celui de al doilea factor, impuritățile cuprinse în material (adausurile) aceasta a făcut obiectul a numeroase cercetări. Rezultatele acestor studii și cercetări, se pot concretiza întrucâtva în câteva diagrame și în tabela 1.

In figurile 5 și 6 sunt date variațiile pierderilor prin histerezis P_h ale forței coercitive H_c și ale permeabilității maxime în funcție de conținutul de carbon și oxigen într'un fier foarte pur, iar în tabela 1 sunt arătate influența adausurilor dăunătoare în procente asupra pierderilor prin histerezis și forței coercitive. Din acestea se poate ușor deduce că influența carbonului este mult mai sensibilă asupra calităților magnetice ale fierului decât oxigenul.

Singurul element care este dăunător numai în cazuri cu totul speciale și anume în cel mai pur fier, este siliciul. In mod practic în cazurile reale el are acțiune favorabilă datorită calităților sale de excelent desoxidant. In afară de acestea prezența siliciului în cantități de 0,5 până la 1,5% prin faptul că mărește considerabil rezistența specifică a fierului, con-

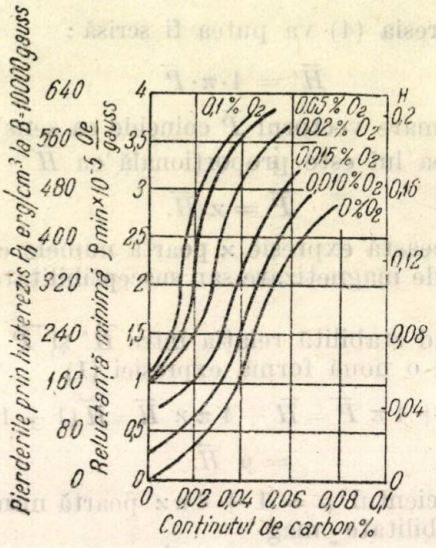


Fig. 5

tribue la reducerea pierderilor prin curenți turbionari. Și, în sfârșit o altă acțiune favorabilă a siliciului în aliajele fierului este faptul că în cantități de 2...2,5% în sistemul fier-siliciu, favorizează creșterea granulelor mari în timpul recoacerii. Ori în această privință experiențele au arătat că permeabilitatea maximă este mai mare, pierderile prin histerezis mai mici și forța coercitivă mai mică cu cât granulele

Tabela 1

Elementul	Pierderi prin histerezis în erg/cm	Forța coercitivă Oe	Limitele de aplicabilitate ale formulei
C	50 000C 400+2000(C-0,008) 564+16000(C-0,09)	20C 0,16+0,8(C-0,008) 0,23+5,4(C-0,09)	0...0,008 %C 0,008...0,09 %C peste 0,09 %C
O_2	18000 O_2	60$_2$	0,02...0,13 %O_2
H_2	500 H_2	0,17 H_2	până la 0,1 %H_2
S	18000 S	6 S	până la 0,06 %S
P	13000 P	4,3 P	până la 0,015 % P
Mn	1000 Mn	0,34 Mn	până la 0,6 % Mn

Observație. In relațiile de mai sus literele reprezintă procente în greutate din elementul respectiv.

fierului sunt mai mari (cu cât numărul de granule în unitate de volum este mai mic). Acest lucru este ilustrat în diagrama din figura 7 unde în loc de μ_{max} este reprezentat $\rho_{min} = \frac{1}{\mu_{max}}$

Mărimea granulelor se obține nu numai prin adausuri de siliciu în aliaj ci și prin diferite

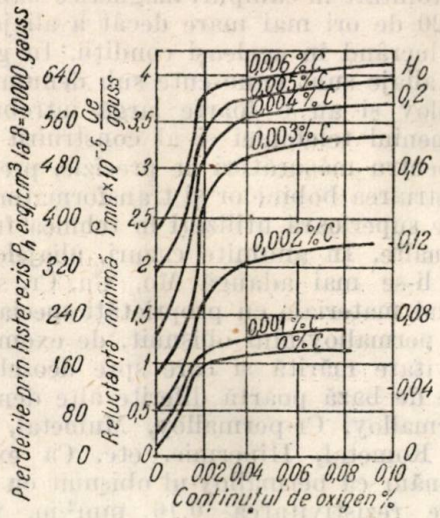


Fig. 6

tratamente termice convenabile. Astfel fierul „Armco" în urma unei recoaceri prelungite la 1480°C în atomsferă de hidrogen și-a ameliorat simțitor calitățile magnetice concomitent cu o mărire simțitoare a granulelor. S'au obținut $\mu_0 = 680\,000$ gauss/Oe și $H_c = 0{,}01$ Oe.

Cel de al patrulea factor care influențează asupra calităților magnetice ale fierului, deformarea rețelei cristaline, este și el afectat de tratamentele termice convenabile. Totuși deformările plastice datorite stanțării, tăerii, torsiunii, flambării, etc., sunt cele care prezintă importanță practică de luat în considerare, toate în general având ca urmare o slă-

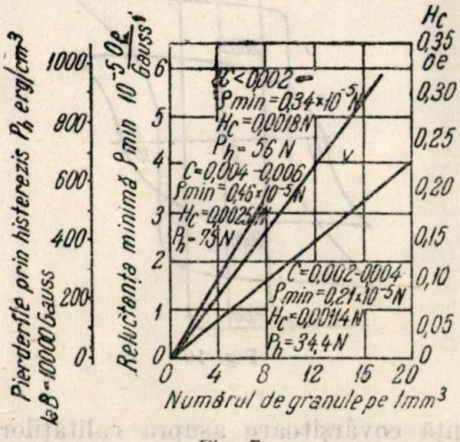


Fig. 7

bire a proprietăților magnetice. In figura 8 este ilustrat acest lucru.

Sunt însă aliaje ale fierului la care deformarea rețelei cristaline are efecte curioase asupra formei curbei de magnetizare. De exemplu la aliajele fier-nichel după un tratament termic special sau la o solicitare la întindere curba de magnetizare capătă un cot foarte pronunțat în zona de saturație magnetică și o permeabilitate magnetică foarte mare. In figura 9 este reprezentată curba de magnetizare a unui aliaj Fe 50% Ni 50% după un tratament termic obișnuit (*a*) și după un tratament termic special (*b*) iar în figura 10 este reprezentat un aliaj al fierului cu 15% nichel sub forma unei sârme de 0,35 mm diametru supusă la diferite solicitări de tracțiune. Curba (*a*) reprezintă curba de magnetizare a materialului fără nici un efort, (*b*) reprezintă aceeași curbă când materialul este solicitat cu un efort de tracțiune de 31 kg/mm², iar (*c*) reprezintă curba de magnetizare a materialului atunci când este supus la un efort de tracțiune de 92 kg/mm².

In afară de cele expuse mai sus, sunt încă și alte proprietăți ale materialelor feromagnetice care interesează tehnica și asupra cărora s'au făcut cercetări. Așa de exemplu materia-

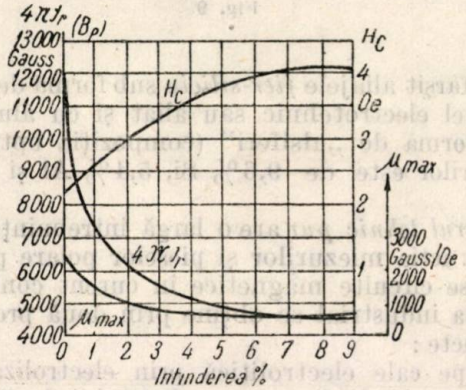


Fig. 8

lele cu mare magnetostricțiune sau cele cu pronunțată dependență a permeabilității magnetice de temperatură (numite și materiale termo-magnetice) au făcut obiectul a numeroase cercetări, datorită aplicațiilor practice industriale la care se pretează.

Din prima categorie fac parte aliajele Fe-Co, Fe-Cu, Fe-Al, precum și nichelul pur care în foi subțiri prezintă o pronunțată magnetostricțiune negativă iar din a doua categorie fac parte unele aliaje de Ni-Cu, Fe-Ni și Fe-Ni-Cr.

In scopul unei dependențe pronunțate a permeabilității de temperatură se utilizează proprietatea corpurilor magnetice de a-și micșora inducția odată cu creșterea temperaturii în apropierea punctului Curie. In combinații convenabile se pot obține aliaje la care punctul Curie să se găsească între 0 și 100°C sau chiar mai jos (fig. 11, *a* și *b*).

Câteva realizări practice și aplicațiile lor industriale.

Dintre realizările practice cu mare aplicabilitate în industrie sunt de remarcat în deosebi acelea din categoria materialelor magnetice moi, unde ca elemente reprezentative avem

fierul tehnic pur, cu un conținut de impurități mai mic de 0,2% (Fe mai mult de 99,8%) cunoscut îndeobște sub denumirea de fier tip „Armco", aliajele *fier-nichel* cu procente mari de nichel, având o mare permeabilitate în câmpuri magnetice slabe și cunoscute sub denumirea generală de permalloy) (acestea au un conținut de nichel, după tip, de 36...82%)

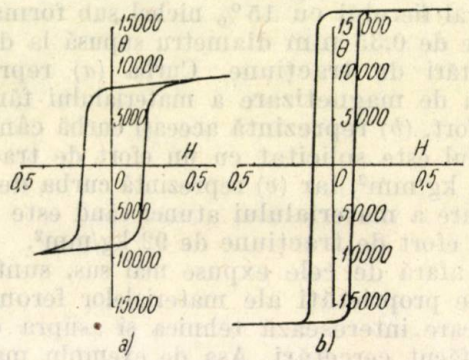


Fig. 9

și însfârșit aliajele *fier-siliciu* sub formă de tablă de oțel electrotehnic sau aliat și cu aluminiu sub forma de „alsiferi" (compoziția optimă a alsiferilor este de 9,6% Si, 5,4% Al și restul fier).

Fierul tehnic pur are o largă întrebuințare în construcția miezurilor și pieselor polare pentru diverse circuite magnetice în curent continuu. Acesta industrial se obține prin două procedee distincte :

a) pe cale electrolitică prin electroliza sulfatului acid de fier sau a cloratului de fier urmată de o recoacere sau o retopire în vid pentru a i se scoate urmele de hidrogen ;

b) prin descompunerea termică a pentacarbonilului de fier $Fe(CO)_5$ produsul rezultat purtând denumirea de „fier carbonil".

Fierul tehnic pur, îndeosebi cel carbonilic se prezintă în general sub forma unei pulberi fine care poate fi transformată prin sinterizare în lingouri sau piese de orice formă. Deasemenea în fabricarea miezurilor magnetice pentru înaltă frecvență, amestecat cu diferiți lianți electroizolanți, constitue elementul de bază al magnetodielectricilor. Inconvenientul principal al acestui material este faptul că are o pronunțată tendință de îmbătrânire din punct de vedere magnetic datorită reținerii unei cantități excesive de carbon și uneori de azot în masa sa. O simțitoare reducere a acestui desavantaj se poate obține printr'o recoacere urmată de o răcire lentă până la 100...300°C. Ultimele cercetări au arătat că un adaus de 0,1...0,2% Al înlătură aproape complect fenomenul de îmbătrânire prin faptul că transformă azotul în azoturâ, produs care nu influențează calitățile magnetice ale fierului.

Din punct de vedere al realizărilor practice, datorită faptului că în cele mai multe cazuri fierul tehnic pur se găsește sub formă de pulbere, s'a reușit să se obțină piese magnetice de cele mai variate forme prin procedee tehnologice numite metalo-ceramice.

Aliajele fier-nichel au în general aceleași proprietăți ca și fierul tehnic pur adică inducție mare, forță coercitivă mică și în plus o mare permeabilitate în câmpuri magnetice slabe până la de 20 de ori mai mare decât a aliajelor cu siliciu lucrând în aceleași condiții. In general, aceste aliaje sunt cunoscute sub denumirea de permalloy și au o foarte largă întrebuințare în domeniul telefoniei și al construirii aparatelor pentru măsurători de precizie, precum și la construirea bobinelor și transformatorilor de calitate superioară utilizați în tehnica frecvențelor înalte. In anumite cazuri, aliajelor fier-nichel li-se mai adaugă Mo, Cu, Cr, sau Mn obținând materiale cu proprietăți speciale față de ale permalloy-ului obișnuit, de exemplu cu rezistivitate mărită și care spre deosebire de aliajele de bază poartă diferite alte denumiri ; Mo-permalloy, Cr-permalloy, Mumetal, Megaperm, Rometal, Hipermic, etc. Ca exemplu menționăm că permalloy-ul obișnuit cu 78,5% Ni are rezistivitatea 0,16 mm^2/m, iar Cr-permalloy-ul are rezistivitatea 0,65 mm^2/m.

In general toate aliajele fier-nichel sunt foarte mult influențate din punct de vedere al calităților magnetice, de condițiile în care se face tratamentul termic. Astfel dacă este necesar să se obțină un aliaj cu permeabilitate inițială și maximă ridicată, experiențele au arătat că este necesară o răcire bruscă dela circa 650°C sau o răcire lentă în câmp magnetic slab de câțiva Oe.

Procesele tehnologice pe care le poate suferi permalloy-ul, cum ar fi spre exemplu laminarea sau stanțarea, prin faptul că modifică structura cristalină a materialului, au și ele o

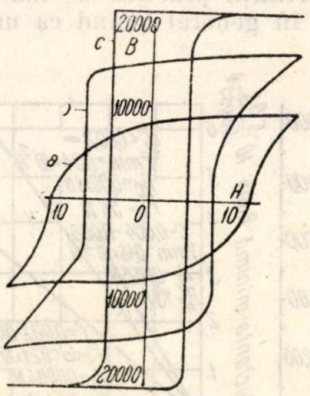


Fig. 10

influență covârșitoare asupra calităților magnetice ale acestuia. In acest scop după astfel de operații, pentru înlăturarea ecruisajului se recomandă o recoacere a materialului la circa 750...850°C.

Aliajele fier-siliciu. Din categoria aceasta cea mai des întâlnită este tabla silicioasă cu foarte

largi întrebuințări în industria electrotehnică. Scopul pentru care s'a adăugat siliciul este faptul că aliajul fier-siliciu are o rezistență specifică electrică mult mai mare decât fierul pur și deci în prezența câmpurilor magnetice alternative, pierderile prin curenți turbionari sunt mult mai mici. In afară de aceasta, cum s'a arătat și anterior, siliciul în proporție de 2... 2,5% favorizează creșterea granulelor mari în timpul recoacerii și este un excelent desoxidant.

Din punct de vedere industrial, tablele silicioase se execută în grosimi de 0,35, 0,5 și mai rar de 1, 1,5 și 2 mm. Pentru industriile de aparate de înaltă frecvență se execută și table de grosimi mai mici, ajungând chiar la 0,1 mm și chiar mai puțin (de exemplu calitatea de oțel cu siliciu de tipul HVP sovietic se execută și în grosimi de 0,03 mm).

Trebue remarcat faptul că la oțelurile cu siliciu laminate la rece, prin însăși operația de laminare se obține o texturare a materialului și ca urmare materialul devine anizotropic din punct de vedere magnetic. De acest lucru trebue să se țină seama atunci când vrem să utilizăm astfel de materiale, în condiții optime.

In general, caracteristicile magnetice ale tablelor silicioase sunt date în tabele sau sub formă de diagramă, cele mai utilizate fiind: inducția în funcție de valoarea câmpului magnetic $B = f(H)$ și pierderile de energie în W/kg pentru diferite valori ale inducției.

Aliajele Fe-Si-Al constitue o grupă distinctă de factură mai nouă, cunoscută de obicei sub denumirea de aliaje „alsifer". Au proprietățile foarte apropiate de ale permalloy-ului adică o permeabilitate mare în câmpuri magnetice slabe.

Compoziția optimă a alsifer-ului este după cum am spus și anterior de 9,6% Si, 5,4% Al, și restul Fe. Acest aliaj are permeabilitatea inițială $\mu_1 = 35\,100$ gauss/Oe și $\mu = 117\,000$ gauss/Oe.

Utilizarea lor în industrie este încă foarte dificilă întrucât proporția de siliciu și aluminiu în aliaj are valor, critice. Orice abatere dela valorile prescrise face ca valoarea lui să scadă foarte mult, chiar dacă această abatere este de ordinul a 0,1%. Evident că în astfel de condiții problema fabricării alsifer-ului pe scară industrială pune probleme dificile de control a șarjelor și riscul de a obține materiale cu proprietăți magnetice necorespunzătoare.

Alsifer-ul fiind casant și dur nu poate fi utilizat decât sub forma de piese turnate, cu pe-

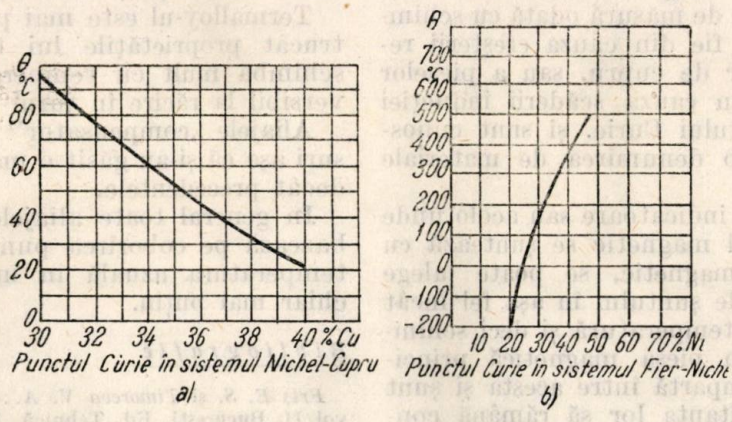


Fig. 11

reți relativ destul de groși, sau sub forma de pulbere destinată fabricării magneto-dielectricilor pentru înaltă frecvență.

Materiale magnetice cu mare magnetostricțiune sunt reprezentate prin nichelul foarte pur, având o magnetostricțiune negativă foarte pronunțată și unele aliaje de Fe-Al (14% Al) având o magnetostricțiune pozitivă, precum și aliajele Fe-Cu, Fe-Co etc.

In general, după utilizarea ce se dă unor astfel de materiale, se cere ca pe lângă proprietățile magnetice speciale pe care le au, să corespundă și unor alte condiții chimice sau metalice.

In adevăr, cea mai largă întrebuințare a materialelor acestea este în domeniul generatorilor de oscilații sonore, sau ultrasonore. Aceștia de cele mai multe ori lucrând într'un lichid (de exemplu sondele de ecou pentru măsurat adâncimile sau pentru comunicațiile între vase etc.) cer ca materialul respectiv să aibă și rezistența la coroziunea apei de mare. In afară de aceasta pentru reducerea pierderilor prin curenți turbionari materialul întrebuințat trebue să poată fi laminat în foi foarte subțiri.

Din acest punct de vedere, cel mai indicat material este nichelul pur care pe lângă faptul că este rezistent împotriva coroziunii apei de mare, poate fi laminat în foi foarte subțiri până la 0,1 mm.

Aliajele Fe-Co deși au cea mai mare magnetostricțiune, totuși nu și-au găsit aplicații în industrie întrucât sunt scumpe și nu au rezistență împotriva coroziunii.

Aliajele Fe + 14% Al are tendința să câștige superioritate asupra nichelului pur întrucât având o rezistivitate mult mai mare se

poate utiliza în grosimi de 0,2...0,25 mm cu același succes cu care se utilizează tabla de nichel pur de 0,1 mm grosime.

Inconvenientul pe care îl prezintă, acela de a putea fi atacat de apa de mare, a fost remediat parțial la acest aliaj prin acoperirea pieselor care urmează să lucreze sub apă, cu un strat de vopsea.

Materiale cu pronunțată dependență a permeabilității magnetice de temperatură. Sunt folosite în special la compensarea erorilor care intervin în aparatele de măsură odată cu schimbarea temperaturii, fie din cauza creșterii rezistenței bobinajelor de cupru, sau a pieselor de aluminiu, fie din cauza scăderii inducției în apropierea punctului Curie. și sunt cunoscute în gneeral sub denumirea de materiale „termomagnetice".

Dacă la aparatele indicatoare sau acolo unde este nevoe, circuitul magnetic se șuntează cu un material termomagnetic, se poate alege forma și dimensiunile șuntului în așa fel încât la orice variație de temperatură și deci schimbare a inducției, în piesa magnetică principală, fluxul să se împartă între acesta și șunt convenabil iar rezultanta lor să rămână constantă pentru toată gama de temperatură.

In alte cazuri, piesele termomagnetice schimbă valoarea fluxului magnetic în așa fel, încât să compenseze schimbarea rezistenței electrice a bobinajelor sau a circuitelor electrice din aparatul respectiv.

Dintre materialele cele mai utilizate în acest scop, sunt aliajele de nichel cu 30...40% Cu numite *calmalloy,* fier cu 30% nichel numite *termalloy* și fier cu 35% nichel și 8...13% Cr numite *compensator.* La toate acestea, inducția *B* scade foarte repede cu temperatura câmpul *H* rămânând constant. Calmalloy-ul compensează erorile de temperatură între 20°C și 80°C sau între —50°C și + 10°C după procentul de Cu.

Termalloy-ul este mai puțin întrebuințat întrucât proprietățile lui termomagnetice se schimbă mult cu temperatura și nu este reversibil la răcire în jurul —lui 65°C.

Aliajele „compensator" nu au aceste neajunsuri așa că și-au găsit o mai largă întrebuințare decât precedentele.

In general toate aliajele termomagnetice se bazează pe coborîrea punctului Curie până la temperatura uzuală în industrie de 100°C și chiar mai puțin.

Bibliografie

Friș E. S. și *Timoreva V. A.*: Curs de fizică generală, vol II. București, Ed. Tehnică, 1952.

Zaimovschi A. S. și *Usov V. V.*: Metale și aliaje folosite în electrotehnică. Ed. Energetică de Stat, București, 1952.

Tareev M. B.: Materiale electrotehnice. București, Ed. Tehnică, 1951.

★

МАТЕРИАЛЫ С СПЕЦИАЛЬНЫМИ МАГНИТНЫМИ СВОЙСТВАМИ И ОБЛАСТЬ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ

Резюме

В статье сжато излагаются свойства специальных магнитных материалов и область их применения. В первой общей части указываются величины характеризующие с магнитной стороны материал и соотношения между этими величинами. Затем указывается как можно воздействовать на магнитные характеристики важнейших ферромагнитных материалов и некоторые практические достижения и их промышленное применение.

CABLURI DE RADIOFRECVENȚĂ COAXIALE

Ing. C. CRUCERU și GH. COSTEA

In articol se expune pe scurt teoria cablurilor coaxiale calculul caracteristicelor procesul tehnologic de fabricație, precum și câteva metode de încercare pentru determinarea calității cablului fabricat.

Realizarea primului nostru Plan Cincinal și a Planului de Electrificare vor avea drept rezultat o desvoltare importantă și a tehnicii frecvențelor înalte. Dela inventarea radioului de către Popov, tehnica frecvențelor înalte a căpătat o aplicare din ce în ce mai largă în tot mai multe ramuri de activitate. In afară de radiocomunicații, radiodifuziune, televiziune etc., înalta frecvență este folosită astăzi în domeniul chimico-geologic, în meteorologie, în navigație, în medicină, în industria metalurgică la prelucrarea termică a materialelor și în alte numeroase ramuri de activitate.

Unul din elementele principale ale instalațiilor de înaltă frecvență este cablul de înaltă frecvență, folosit la montaje, la conectarea sistemului de antenă cu stația, la transmiterea de curenți purtători, precum și la alte diferite întrebuințări.

Importanța cablurilor de înaltă frecvență a crescut în ultimul timp prin folosirea din ce în ce mai largă a gamei undelor decimetrice și centimetrice, adică a frecvențelor foarte înalte care necesită circuite oscilante de forme speciale.

In aceste game de frecvență circuitele oscilante sunt formate, în general, din porțiuni de cablu de înaltă frecvență, de lungimi corespunzătoare, de obicei de 1/4 de lungime de undă.

Pentru acordul electric într'o gamă largă de frecvență a două circuite cu impedanțe caracteristice diferite, se folosesc așa numitele cabluri de transformare.

In radiotehnică se întrebuințează deasemenea cabluri cu impedanță mare (acordate pe $Z = 500\ \Omega \ldots 2000\ \Omega$) și cu viteza mică de propagare așa numitele cabluri staționare cu $T = 1 \ldots 10$ MHz/m.l.

Un cablu de înaltă frecvență trebue să îndeplinească următoarele condiții principale :

— să poată transmite o gamă largă de frecvență cu atenuări mici ;

— să ofere o bună protecție contra surselor perturbatoare exterioare ;

— să aibă efect mic de antenă ;

— să fie de construcție simplă și să se monteze ușor ;

— să fie ieftin.

Cablurile de înaltă frecvență folosite în circuitele oscilante de foarte înaltă frecvență trebue să posede în plus și alte calități și anume :

— să aibă pierderi mici de energie atât în metalul conductor cât și în cel dielectric ;

— să poată primi orice valori de inductanță L și de capacitate C, cerută de tehnica frecvențelor foarte înalte ;

— să aibă calități bune de stabilitate a frecvenței și un efect de radiație minim ;

— să poată primi tensiuni și puteri oscilante mari.

Cablurile de înaltă frecvență se clasifică după construcție, după natura izolației folosite și după puterea la care sunt destinate să lucreze.

După construcție deosebim : cabluri coaxiale și cabluri simetrice.

După natura izolației, cablurile de înaltă frecvență se împart în : cabluri de izolație compactă din mase plastice și cabluri cu izolație combinată (aer și masă plastică).

După putere, distingem cabluri de înaltă frecvență pentru :

— puteri mici până la 0,5 kW ;

— puteri medii dela 0,5 la 5 kW ;

— puteri mari peste 5 kW.

O grupă aparte o formează cablurile cu calități speciale electrice și constructive.

In această grupă se plasează cablurile staționare cu viteză de propagare mică și cu impedanța caracteristică Z_0 mare și cablurile de transformare având impedanța caracteristică Z_0 proporțională cu lungimea cablului.

In prezent, în Uniunea Sovietică, cercetările de perfecționare ale cablurilor de înaltă frecvență au ca obiectiv transmiterea unor game de frecvență foarte înalte, cu puteri ridicate, folosindu-se dielectrici cu proprietăți electrice optime cum sunt polietilena, poliizobutilena, etc.

Dintre cablurile de înaltă frecvență cele mai răspândite sunt cablurile coaxiale, care pot transmite o gamă largă de frecvență, sunt ferite de influența surselor perturbatoare exterioare prin înaltele sale calități de ecranare și sunt de o construcție relativ simplă.

I. Câteva noțiuni teoretice asupra cablurilor coaxiale. Un cablu coaxial se caracterizează prin modul special de așezare a celor 2 conductori din compunerea cablului și anume conductorul de întoarcere b (fig. 1) în formă de cilindru

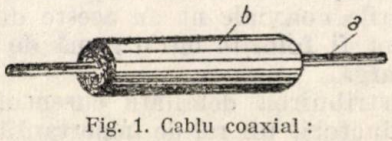


Fig. 1. Cablu coaxial :
a — conductor direct ; b — conductor de întoarcere.

gol este dispus concentric în jurul conductorului direct a, format din cupru masiv. Acest mod de așezare a conductorilor influențează asupra distribuirii câmpului electromagnetic în jurul conductorului.

Cum curenții instantanei ce circulă în cei doi conductori la un moment dat t, sunt egali

și de sensuri contrare, acțiunea reciprocă a câmpurilor electromagnetice — a conductorului direct și a celui de întoarcere — este astfel încât câmpul exterior al cablului coaxial este egal cu zero.

In adevăr, după cum se știe, în conductorul *a*, câmpul crește iar în exterior, scade după legea : $H_a = \frac{I}{2\pi r}$, r fiind distanța dela centru.

In conductorul *b* câmpul interior este nul, iar în exteriorul cilindrului, el scade după legea $H_b = \frac{-I}{2\pi r}$, r fiind distanța dela centrul cilin drului gol ; acest câmp are însă sensul invers, față de cel al conductorului *a*, deoarece curenții în conductorii *a* și *b* au valori egale dar de semne contrarii.

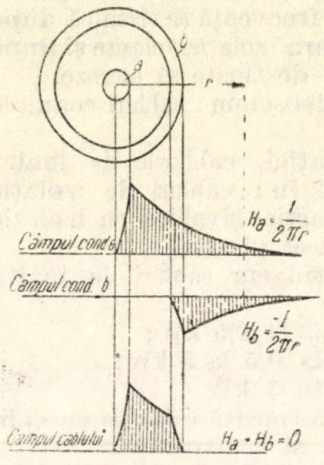


Fig. 2. Repartiția câmpurilor electrice într'un cablu coaxial

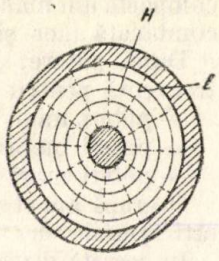


Fig. 3. Repartiția câmpului în interiorul cablului.

Câmpul rezultat $H_a + H_b = 0$ în orice punct al spațiului exterior cablului (fig. 2).

In interiorul cablului, liniile de forță ale câmpului magnetic se dispun concentric în jurul conductorului *a*, iar liniile de forță ale câmpului electric sunt radiale, perpendiculare pe suprafețele celor doi conductori (fig. 3).

Deci, la cablurile coaxiale câmpul exterior lipsește și nu există nicio pierdere de linii de forță în exteriorul părților metalice ale cablului. Deaceea, toată energia este repartizată numai în interiorul cablului și este transmisă efectiv pe rețeaua coaxială.

In cablurile obișnuite, pierderile prin curenți Foucault devin atât de importante la creșterea frecvenței peste o anumită limită, încât transmiterea devine imposibilă.

Cablurile coaxiale nu au aceste desavantaje și ele pot fi folosite într'o gamă de frecvență foarte largă.

In distribuirea densității curentului în cei doi conductori, un rol de importanță practică deosebită îl joacă efectul pelicular și efectul de proximitate.

Analiza acestor două efecte asupra distribuției densității de curent în cei doi conductori ne duc la concluzia că în conductorul a curentul creste dela centru către suprafața conductorului iar în conductorul *b*, curentul crește dela suprafața exterioară către suprafața lui interioară.

Această repartiție se explică prin aceea că în conductorul *a*, rolul important îl joacă efectul pelicular care împinge curentul spre suprafața exterioară a sa. în timp ce la conductorul *b* rolul important îl joacă efectul de proximitate al conductorului *a* asupra conductorului *b*, care atrage curentul spre suprafața interioară a lui. După cum se știe, ambele efecte se explică prin formarea curenților Foucault, care la conductorul *a*, se adună cu curentul de bază *I* ce circulă în conductor, la exteriorul conductorului și se scade în interiorul lui, în timp ce la conductorul *b*, curenții Foucault datoriți câmpului conductorului *a*, se adună cu curentul de bază *I* spre suprafața interioară și se scade spre suprafața exterioară a lui.

S'ar părea că densitățile de curent se atrag una către alta îngrămădindu-se pe suprafețele care se află față în față (fig. 4).

Cu cât frecvența curentului este mai mare. cu atât efectul împingerii densității de curent către suprafața exterioară a conductorului *a* și către suprafața interioară a conductorului *b*, este mai puternică. Este ca și cum energia ar fi împinsă din secțiunea metalică a conductorilor și s'ar concentra în dielectricul cablului coaxial, conductorii având numai rolul de dirijare a energiei electromagnetice către dielectric. Repartizarea densității de curent, adică împingerea curentului către suprafața exterioară, respectiv interioară a celor doi conductori, este proporțională cu valoarea curenților Foucault, care se exprimă prin coeficientul

$$\sigma = \sqrt{j\mathrm{K}} = \sqrt{j\,\omega\,\mu\,\gamma},$$

în care :

ω este pulsația $2\pi f$;
μ — permeabilitatea :
γ — conductibilitatea,
$j = \sqrt{-1}$ și indică defazarea cu 90° a curentului față de câmpul H.

Aceasta înseamnă că în conductorii de oțel efectul pelicular și efectul de proximitate se vor manifesta mai puternic, iar împingerea curentului spre marginile — exterioară și interioară — a conductorilor va fi mai însemnată decât în conductorii de cupru.

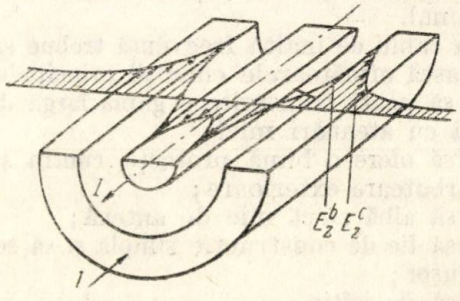


Fig. 4. Distribuția densității de curent într'un cablu coaxial : *I* — intensitatea curentului electric ; E_z^b, E_z^c —densități de curent.

Perturbațiile produse de sursele exterioare de înaltă frecvență vecine cu rețeaua cablului coaxial, cum ar fi rețelele de transmisie vecine

sau alte surse de perturbaţii, vor acţiona prin câmpul electromagnetic produs, asupra conductorului cilindric *b*, dând naştere la curenţi paraziţi, care se vor concentra la suprafaţa lui, datorită aceloraşi fenomene arătate mai sus.

Cu cât frecvenţa acestor curenţi perturbatori va fi mai mare, cu atât pătrunderea lor în secţiunea conductorului va fi mai mică.

Deci, conductorul exterior *b*, opreşte curenţii perturbatori la suprafaţa lui exterioară şi apără transmisiunea efectuată pe cablu de influenţele exterioare.

În acelaşi timp, câmpul electromagnetic în exteriorul conductorului *b* fiind nul, cablul nu are efecte de radiaţie. Cu alte cuvinte, conductorul *b* îndeplineşte două funcţii:

— serveşte drept conductor de întoarcere în reţeaua de transmitere a cablului;

— are rolul de ecran protector al transmisiunii pe cablu contra influenţelor perturbatoare externe, micşorând în acelaşi timp efectul de radiaţie.

Atât curentul transmis pe conductor, concentrat pe suprafaţa inferioară a conductorului *b*, cât şi curentul perturbator concentrat la suprafaţa exterioară a lui, pătrund în adâncimea secţiunii conductorului *b*, până la o anumită limită condiţionată de coeficientul curentului Foucault, $\sigma = \sqrt{j\omega\mu\gamma}$. Cu cât frecvenţa creşte, cu atât cei doi curenţi (de bază şi cel perturbator) se depărtează unul de altul şi cablul este mai bine apărat de acţiunea surselor perturbatoare externe.

O condiţie esenţială este deci calcularea secţiunii conductorului, astfel încât să existe un interval suficient între pătrunderea curentului de bază şi a celui perturbator.

Această pătrundere — aşa cum s'a arătat — este cu atât mai mică, cu cât frecvenţa este mai ridicată, adică cu cât curenţii Foucault şi deci efectul pelicular este mai puternic. Prin urmare, efectul pelicular echivalează cu o creştere a rezistenţei conductorului.

Acţiunea curenţilor Foucault şi apariţia efectului pelicular se poate aşadar exprima prin adâncimea de pătrundere corespunzătoare *h*, ce caracterizează gradul de pătrundere a curentului în spre centrul conductorului.

Acest *h* determină grosimea pereţilor cilindrului gol a conductorului de întoarcere *b*, a cărui rezistenţă în curent continuu este de valoare egală cu rezistenţa în înaltă frecvenţă a unui conductor cilindric masiv, având acelaşi diametru

Valoarea lui *h* poate fi calculată din expresia coeficientului curenţilor Foucault care fiind o expresie complexă poate fi pusă sub forma:

$$\sqrt{j\omega\mu\gamma} = \sqrt{jK} = \frac{K}{\sqrt{2}} + j\frac{K}{\sqrt{2}} = Ke^{j45^\circ} \quad (1)$$

In relaţia (1) modulul K reprezintă atenuarea energiei, iar unghiul arată defazarea curentului în lungul conductorului.

Adâncimea de pătrundere h este invers proporţională cu partea reală a expresiei (1), adică:

$$h = \frac{\sqrt{2}}{K} = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_1\gamma_1}},$$

în care μ_1, γ_1 sunt luate în unităţi C.G.S. electromagnetice. Ele trebue transformate în unităţi practice μ, γ.

Relaţiile de transformare sunt:

$$\gamma_1\left(\frac{\text{mho}}{\text{cm}}\right) = 10^4 \quad \gamma\left(\frac{\text{mhom}}{\text{mm}^2}\right); \quad \mu_1 = 4\pi\cdot 10^{-9}\,\mu.$$

Inlocuind pe μ_1, γ_1 şi $\omega = 2\pi f$ obţinem

$$K = \sqrt{\omega\mu_1\gamma_1} = 2\pi\sqrt{2}\sqrt{\mu\cdot f\cdot\gamma\cdot 10^{-5}}$$

de unde:

$$h = \frac{\sqrt{2}}{K} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{10^5}{\mu f\gamma}}. \quad (2)$$

In formula (2) μ şi γ sunt unităţi practice. In tabela 1 sunt indicate valorile μ, γ şi ρ ale câtorva metale folosite în tehnica cablurilor. precum şi valorile calculate pentru K şi h în funcţie de frecvenţă.

Tabela 1

Denumirea materialului	ρ $\Omega mm^2/m$	γ mhom/mm^2	μ	K 1/cm	h cm
Cupru . .	0,0175	57	1	$0{,}21\sqrt{f}$	$6{,}7/\sqrt{f}$
Aluminiu .	0,0291	34,36	1	$0{,}164\sqrt{f}$	$8{,}6/\sqrt{f}$
Oţel . . .	0,139	7,23	100	$0{,}75\sqrt{f}$	$1{,}88/\sqrt{f}$
Plumb . .	0,221	4,52	1	$0{,}059\sqrt{f}$	$24/\sqrt{f}$

. In tabela 2 se arată valoarea pătrunderii h în funcţie de frecvenţă ale aceloraşi materiale.

Tabela 2

Frecvenţa Hz	Adâncimea de pătrundere h [cm]			
	Cupru	Aluminiu	Oţel	Plumb
10^3 . .	0,21	0,27	0,06	0,76
6×10^4 . .	0,0272	0,035	0,0077	0,098
10^5 . .	0,021	0,027	0,006	0,076
10^6 . .	0,0067	0,0086	0,0019	0,024
10^7 . .	0,0021	0,0027	0,0006	0,0076
10^8 . .	0,00067	0,00086	0,00019	0,00024
10^9 . .	0,00021	0,00027	0,00007	0,00076

Din tabelele 1 şi 2 rezultă că adâncimea de pătrundere h se micşorează brusc cu creşterea frecvenţei. Astfel, pentru cupru, adâncimea de pătrundere h la 1 000 Hz este numai de 0,0067 = 0,067 mm. Adâncimea de pătrundere la oţel este de circa 3,6 ori mai mică decât adâncimea de pătrundere la cupru. La calcularea secţiunii conductorului de întoarcere în

formă de cilindru gol va trebui să se ia în considerare și valoarea adâncimii de pătrundere în metal a curentului, mai ales la limita inferioară a gamei de frecvență pentru care este destinat cablul.

II. **Calculul caracteristicelor electrice.** Cu ajutorul parametrilor μ, γ și f, precum și a diametrelor celor doi conductori d și D, se pot determina elementele electrice ale cablului coaxial și anume: rezistența ohmică R în înaltă frecvență, inductanța L, capacitatea C și perditanța G. Din aceste elemente se pot deduce caracteristicele secundare ale cablului și anume impedanța caracteristică Z, atenuarea β și parametrul de fază α. Calculul fiind lung și destul de complicat se dau numai rezultatele la care se ajunge:

Rezistența activă a cablului coaxial rezultă din însumarea rezistențelor celor doi conductori, interior și exterior:

$$R = R_i + R_e.$$

Exprimată în unități practice pe metru liniar, așa cum se obișnuește în tehnica cablurilor:

$$R = R_i + R_e = \sqrt{\frac{\mu f}{\gamma}} \cdot \frac{2}{\sqrt{10}} \cdot \frac{1}{d} + \\ + \sqrt{\frac{\mu f}{\gamma}} \cdot \frac{2}{\sqrt{10}} \frac{1}{D} \Omega/\text{m},$$

în care:

d este diametrul conductorului interior în mm;
D — diametrul interior al conductorului exterior în mm;
γ — conductibilitatea materialului în mho m/mm² (la cupru $\gamma = 57$ mhom/mm²);
μ — permeabilitatea magnetică (la cupru $\mu = 1$);
f — frecvența în Hz.

Scoțând în afara parantezei factorul comun, rezistența se reduce la expresia:

$$R = \sqrt{\frac{\mu f}{\gamma}} \cdot \frac{2}{\sqrt{10}} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right).$$

In tabela 3 se dă expresia $\sqrt{\frac{\mu f}{\gamma}}$ în funcție de frecvență pentru metalele folosite în tehnica cablurilor:

Tabela 3

Denumirea materialului	$\sqrt{\frac{\mu f}{\gamma}}$
Cupru	$0{,}132\sqrt{f}$
Aluminiu	$0{,}171\sqrt{f}$
Oțel	$37{,}2\sqrt{f}$
Plumb	$4{,}7\sqrt{f}$

La cablurile coaxiale cu conductori de cupru, formula rezistenței se reduce la expresia:

$$R = R_i + R_e = 0{,}0835\sqrt{f}\left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D}\right) \quad (3)$$

în care d și D sunt în milimetri.

La conductorii flexibili, formați din mai multe fire, formula se complică și devine:

$$R_{fl} = R_0\left[1 + F(Kr) + P(Kr) \cdot \left(\frac{n d_0}{d}\right) \cdot m\right]$$

în care:

R_0 este rezistența unui fir;
d_0 — diametrul unui fir din conductor;
d — diametrul întregului conductor;
n — numărul firelor;
$F(Kr)$ — coeficient datorit efectului pelicular;
$P(Kr)$ — coeficientul datorit efectului de proximitate;
m — coeficient, funcție de n arătat în tabela 4.

Tabela 4

n	3	9	27	peste 27
m	1,55	1,84	1,92	2,00

Coeficienții $F(Kr)$ și $P(Kr)$ sunt arătați în tabela 5.

Tabela 5

Kr	$F(Kr)$	$P(Kr)$
0	0	0
0,5	0,000326	0,000375
1,0	0,00519	0,01519
1,5	0,0258	0,0691
2,0	0,07882	0,1724
2,5	0,1756	0,295
3,0	0,318	0,405
3,5	0,492	0,499
4,0	0,678	0,584
4,5	0,862	0,669
5,0	1,042	0,755
7,0	1,743	1,109
10,0	2,799	1,641
10,0	$\frac{\sqrt{2Kr-3}}{4}$	$\frac{\sqrt{2Kr-1}}{8}$

Expresia Kr pentru conductorii din diferite metale este arătată în tabela 6.

Tabela 6

	Cupru	Oțel	Aluminiu
$K = \sqrt{\omega \mu \gamma}$	$0{,}21\sqrt{f}$	$0{,}75\sqrt{f}$	$0{,}164\sqrt{f}$
Kr	$0{,}0105\, d\sqrt{f}$	$0{,}0375\, d\sqrt{f}$	$0{,}062\, d\sqrt{f}$

d reprezintă diametrul conductorului în mm.

Inductanța L a cablurilor coaxiale se compune din inductanțele proprii ale conductorului interior și cel exterior L_d și L_D la care se adaugă inductanța mutuală datorită influenței magnetice reciproce a celor 2 conductori L_{MP}.

Deci :

$$L = L_{MP} + L_d + L_D. \qquad (4)$$

Inductanța mutuală L_{MP} se calculează cu formula :

$$L_{MP} = 0{,}2 \ln \frac{D}{d} \text{ microhenry/m},$$

iar L_d și L_D exprimate în unități practice sunt date de formulele :

$$L_d = \frac{13{,}33}{\sqrt{f}} \frac{1}{d} \qquad L_D = \frac{13{,}33}{\sqrt{f}} \frac{1}{D}.$$

Introducând aceste valori în relația (4) și scoțând factorul comun, avem :

$$L = 0{,}2 \ln \frac{D}{d} + \frac{13{,}33}{\sqrt{f}} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right) \text{microhenry} \qquad (5)$$

D și d în mm.

Intrucât frecvențele la care se folosește cablul sunt mari în comparație cu D și d, termenul al doilea din formula (5) se poate neglija și în practică inductanța cablului coaxial este cu suficientă aproximație :

$$L = 0{,}2 \ln \frac{D}{d} \text{ microhenry/m} \qquad (5)$$

Inductanța este, în general, de 0,25...0,30 microhenry/m.

Capacitatea C a cablului coaxial se calculează după formula capacității condensatorului cilindric :

$$C = \frac{\varepsilon}{18 \ln \frac{D}{d}} \text{ microfarazi/m}. \qquad (6)$$

Din formula (6) rezultă că la cablurile coaxiale, capacitatea depinde de dimensiunile conductorilor și constanta dielectrică efectivă.

Când raportul $\frac{D}{d}$ crește, capacitatea cablului se micșorează. In general, raportul $\frac{D}{d} = 3{,}6$, deci capacitatea unui cablu coaxial cu izolație compactă din polietilen ($\varepsilon = 2{,}3$) este de 100 picofarazi/m, iar la cablurile cu izolație combinată aer-masă plastică ($\varepsilon = 1{,}1$) capacitatea scade la 47...50 picofarazi.

Perditanța G reprezintă scurgerea curentului alternativ în dielectric și se caracterizează prin unghiul pierderilor dielectrice δ.

Formula de calcul a lui G este :

$$G = \omega C \operatorname{tg} \delta \text{ Siemens/m}.$$

Perditanța izolației crește, deci, cu creșterea frecvenței. Cu elementele electrice ale cablului se pot calcula parametrii secundari ai rețelei coaxiale.

In regiunea frecvențelor înalte, când reactanța inductivă și cea capacitivă sunt mai mari decât rezistența activă și perditanța ($L\omega > R$ și $\omega C > G$), formulele de calcul ale parametrilor secundari ai cablului se reduc la :

Impedanța caracteristică $Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$ Ω, iar constanta de atenuare

$$\beta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{R}{2Z} + \frac{GZ}{2} \text{ neper/m}$$

Parametrul de fază

$$\alpha = \omega \sqrt{LC} \text{ radiani/m}.$$

Impedanța caracteristică poate fi exprimată în funcție de diametrele conductorilor d și D, ținând seamă de formulele (5) și (6) pentru L și C.

Prin înlocuire obținem :

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon}} \ln \frac{D}{d} \Omega,$$

unde ε este constanta dielectrică a izolației.

La cablurile coaxiale de gabarite optime când raportul $\frac{D}{d} = 3{,}6$ Z se calculează cu formula :

$$Z = \frac{77}{\sqrt{\varepsilon}}.$$

La cablurile cu izolație compactă de polietilen ($\varepsilon = 2{,}3$), $Z = 50$ Ω, iar la cablurile cu izolație combinată ($\varepsilon = 1{,}1$), $Z = 70 \ldots 75$ Ω.

Constanta de atenuare $\beta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}$ poate fi pusă sub forma :

$$\beta = \frac{\pi}{\lambda} \left(\frac{R}{\omega L} + \frac{G}{\omega C} \right),$$

ținând seama de relația cunoscută $\frac{1}{\sqrt{LC}} = \lambda f$, în care λ reprezintă lungimea de undă.

Ori $\frac{R}{\omega L} = \operatorname{tg} \varepsilon$ și reprezintă unghiul de pierderi în metal, iar $\frac{G}{\omega C} = \operatorname{tg} \delta$ reprezintă unghiul de pierderi în dielectric.

Deci :

$$\beta = \beta_R + \beta_G = \frac{\pi}{\lambda} \cdot \operatorname{tg} \varepsilon + \frac{\pi}{\lambda} \operatorname{tg} \delta. \qquad (8)$$

Primul termen caracterizează pierderile de energie prin încălzire în metalul cablului, iar al doilea termen reprezintă pierderile de energie prin polarizarea dielectricului. Formula (8) se mai poate scrie :

$$\frac{\beta_G}{\beta_R} = \frac{\operatorname{tg} \delta}{\operatorname{tg} \varepsilon}. \qquad (9)$$

Expresia lui β în funcție de diametrele conductorilor este:

$$\beta = \beta_R + \beta_G = \frac{8{,}35\sqrt{f\varepsilon}\left(1+\frac{D}{d}\right)}{12\,D\,\ln\frac{D}{d}} + \frac{0{,}01}{3}\pi f\sqrt{\varepsilon}\,\mathrm{tg}\,\delta \text{ microneper/m.}$$

Parametrul de fază: $\alpha = \omega\sqrt{LC}$ poate fi pus sub forma:

$$\alpha = \frac{\omega\sqrt{\varepsilon}}{300\,000} = \frac{\omega\sqrt{\varepsilon}}{C} \text{ radiani/m} \qquad (10)$$

Cum viteza de propagare

$$V = \frac{\omega}{\alpha} = \frac{300\,000\,000}{\sqrt{\varepsilon}} \text{ m/s}$$

rezultă că la cablurile cu izolație compactă ($\varepsilon = 2{,}3$), $V = 2 \cdot 10^8$ m/s, iar la cele cu izolație combinată ($\varepsilon = 1{,}1$) $c = 2{,}8 \cdot 10^8$ m/s, ceeace reprezintă o viteză de propagare suficient de ridicată.

Fig. 5. Cablu coaxial cu izolație compactă:
a — conductor direct; *b* — izolația de polietilen; *c* — țesătura de fire de cupru; *d* — manta de plumb.

III. Particularități ale procesului tehnologic. Cablurile coaxiale moderne se construesc fie cu izolația compactă, fie cu izolația combinată de aer — masă plastică. In figura 5 este arătat un cablu coaxial cu izolație de cea mai simplă construcție.

Conductorul direct (*a*) format din cupru unifilar sau multifilar, este acoperit cu un strat sau mai multe straturi de izolație din polietilen, polistirol sau cauciuc pentru înaltă frecvență (*b*) peste care se așează conductorul de întoarcere format fie din benzi de cupru împletite, fie din sârme de cupru dreptunghiulare dispuse una lângă alta, fie dintr'o bandă de cupru înfășurată în jurul izolației (*c*). Tot ansamblul este îmbrăcat într'o manta de plumb (*d*).

Datorită calităților sale tehnologice, a rezistenței sale mecanice mari și a unei siguranțe bune în exploatare, izolația compactă este întrebuințată pe scară largă, în special la cablurile de radiofrecvență. Folosirea ca material izolant al polietilenei simple sau a amestecului de poliizobutilenă cu polietilenă, asigură cablului caracteristice electrice ridicate pe un timp îndelungat de folosire.

In special polietilena este un material stabil la căldură și ger și într'o gamă largă de temperaturi de lucru. Ea are marele avantaj că nu îmbătrânește.

Uneori, după cerințele procesului tehnologic este necesar să se aplice 2...3 straturi de izolație, care să garanteze o centrare exactă a conductorului interior față de cel exterior. Desavantajul acestui proces tehnologic este că între cele trei operații de izolare se pot strecura corpuri străine între straturi, care permit strecurarea aerului în acele locuri, ceeace dăunează izolației interioare.

La cablurile de capacitate mică, includerea aerului ar putea fi avantajoasă, dar ea se face în mod neregulat și este posibilă o înrăutățire a caracteristicelor cablului și neuniformitatea lor în lungimea cablului.

Amestecul de polietilenă cu poliizobutilenă echivalează cu polietilena curată din punct de vedere al calităților electrice.

Amestecul de poliizobutilenă cu polistiren cunoscut sub denumirea de „decelit" are caracteristice electrice echivalente cu polietilena, dar este inferior din punct de vedere al rezistenței mecanice. Decelitul este moale la temperatura camerei, se aplică pe conductor ușor prin presare la rece, dar se murdărește repede și are nevoie de o susținere pentru a nu se deforma dimensiunile cablului. Deaceea, se pune un strat de decelită, apoi un strat de polistiren. Cu toate acestea decelitul este durabil și în exploatare, după un oarecare timp se deformează din cauza greutății conductorului interior și apoi se rupe.

Cauciucul special pentru înaltă frecvență se folosește în special la cablurile flexibile și foarte flexibile. Cauciucul pentru înaltă frecvență se caracterizează printr'o constantă dielectrică minimă.

In figura 6 se arată un cablu coaxial cu izolație combinată aer-masă plastică, la care spațiul de aer este obținut printr'un conductor interior profilat în lungimea conductorului.

Masa plastică formează în jurul conductorului direct *a* un tub ce include un spațiu de aer. Stratul izolator este format din polistiren, polietilenă sau poliizobutilenă.

Pe această masă plastică, care servește de suport, se înfășoară benzile de cupru ce formează conductorul de întoarcere, susținute de o bandă de cupru înfășurată în sens invers.

Fig. 6. Cablu coaxial cu izolație combinată aer — masă plastică.

Intregul sistem se îmbracă într'o manta de plumb.

La unele tipuri de cabluri coaxiale, izolația combinată aer-masă plastică se obține prin presarea materialului izolant aplicată în formă cilindrică, având un număr de 3 până la 6 canale de aer în lung, de secțiuni profilate (figura 7).

La aceste cabluri trebue să se caute includerea unei cantități maxime de aer pentru un volum dat, astfel încât să rezulte o constantă dielectrică minimă. Prin acest fel de izolație

combinată se reușește să se reducă constanta dielectrică până la valoarea 1,2.

Desavantajul izolației combinate cu canale de aer în lungul cablului sunt : fabricație complicată și rezistență mică față de izolația compactă.

Cea mai răspândită izolație este cea în formă de clopoței, presați în prealabil din mase ceramice sau din mase plastice dure. Clopoțeii se înșiră manual ca mărgelele pe conductorul

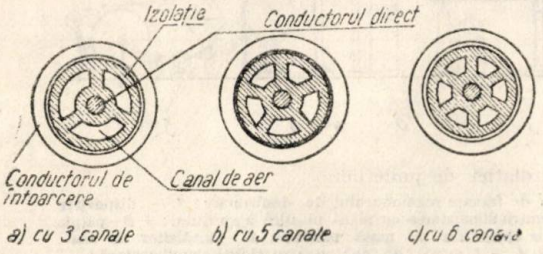


Fig. 7. Cabluri coaxiale cu izolație aer — masă plastică, cu canale de lungime.

interior. Avantajul acestui sistem este că clopoțeii fiind pregătiți în prealabil, pot fi controlați amănunțit și numai după acest control se înșiră pe conductor.

Desavantajul este că sistemul necesită o muncă manuală migăloasă și deci nu sunt posibile lungimi de fabricație mari. Deasupra clopoțeilor se aplică o bandă de polistiren sau amestec de poliizobutilenă cu polistiren în scopul împiedicării pătrunderii de fire izolate de sârmă din conductorul interior în spațiul dintre clopoței și ajungerea lor lor la conductorul exterior, ușurând în același timp alunecarea conductorului exterior la îndoirea cablului.

La cablurile instalate fix, care nu sunt supuse deci la îndoiri și care necesită în același timp o capacitate mică de lucru, se folosesc cabluri coaxiale la care izolația este formată din aer, conductorul de reîntoarcere fiind susținut îndepărtat de conductorul direct prin discuri înșirate la distanțe egale în lungul conductorului interior.

Discurile pot fi de diferite forme cu condiția să existe o perfectă centrare a conductorului interior, față de conductorul exterior, astfel ca să rezulte o capacitate uniformă pe tot lungul cablului.

Construcțiile noi ale acestui tip de cablu tind să micșoreze cât mai mult suprafața materialelor izolatoare ale discurilor, micșorându-se cât mai mult pierderile în izolație.

Izolația cu discuri are o largă întrebuințare la cablurile de frecvență ridicată folosită în comunicațiile la distanță și în televiziune. Pentru conductorul de întoarcere se întrebuințează benzi de cupru dispuse în lungul cablului în formă de două semituburi sau înfășurate cu un unghi foarte mare de înfășurare.

Peste conductorul de întoarcere se aplică un înveliș protector format adesea dintr'o masă plastică de clorură de polivinil. polietilenă sau cauciuc ca să apere ansamblul, conductorii și izolația de acțiunile chimice și mecanice ale mediului exterior în care cablurile coaxiale lucrează. Uneori, pe conductorul de întoarcere se aplică o împletitură din fibre de bumbac impregnată cu substanțe antiputride

Cablurile de radiofrecvență folosite la instalațiile fixe se îmbracă în manta de plumb aplicată fie direct pe conductorul de cupru. fie peste un strat de izolație în scopul de a feri conductorul de întoarcere de efectele de coroziune.

La cablurile instalate subteran, mantaua de plumb se protejează prin armarea cablului întocmai ca la cablurile de forță.

Operațiunile principale ale procesului tehnologic de fabricare al cablurilor coaxiale sunt următoarele :

Pregătirea sârmelor și benzilor de cupru pentru conductorul direct și de întoarcere. Operațiunea constă din trefilarea sârmei sau benzilor de cupru și la nevoie recoacerea lor. după metodele obișnuite. Fabricarea benzilor se poate face și la valțuri, în special la profilele în formă de Z. Perforarea benzii se face fie la prese prin metoda poansării, fie prin trecerea pe valțuri cu țepi.

Aplicarea izolației pe conductorul direct (la cablurile cu izolație compactă). Izolația poate fi din polietilenă. poliizobutilenă, polistiren sau cauciuc pentru înaltă frecvență și se aplică pe conductori cu ajutorul agregatelor spriț. Masa plastică este introdusă în agregatul spriț sub formă de granule de o anumită granulație, obținută cu ajutorul unei mașini de granulat și o serie de site.

Aplicarea izolației de polietilen se face la o mașină a cărei schemă se arată în figura 8

Aplicarea clopoțeilor sau discurilor de separare a celor doi conductori (la cablurile cu clopoței sau discuri) se execută la o mașină de forma unei prese sau la mașini speciale de injecție, care este arătată schematic în fig. 9.

Aplicarea izolației de polistiren, care se pune de obicei peste clopoței, se face la agregate sprit după metodele cunoscute.

Aplicarea conductorului de întoarcere din cupru sau din aluminiu. In ultimul timp s'au făcut încercări pentru înlocuirea cuprului cu aluminiu, cu rezultate bune.

Aplicarea unei țesături din fibre de bumbac care se face la mașinile obișnuite de tipul Horn sau Klöppelle.

Aplicarea mantalei de protecție care poate fi clorură de polivinil sau manta de plumb. Clorura de polivinil se aplică printr'un agregat spriț de tip obișnuit iar mantaua de plumb se aplică prin prese de plumb verticale sau orizontale, de modelul celor folosite la cablurile de forță.

Armarea cablurilor, în special cele destinate instalării subterane, se face identic ca la cablurile de forță.

IV. **Metodele de încercare ale cablurilor coaxiale**. Inainte de livrare, cablurile coaxiale sunt supuse la o serie de încercări, care stabilesc caracteristicele cablului și garantează calitatea

lui. Aceste încercări se pot grupa în două categorii : *a*) încercări fizico-mecanice ; *b*) încercări electrice.

a) *Incercările fizico-mecanice* au de scop să stabilească dacă fabricația cablului corespunde normelor în vigoare din punct de vedere fizico-mecanic. Ele constă din :

1. Măsurarea elementelor geometrice ale cablului, care se execută la temperatura camerei, pe mostre ce sunt ținute într'un termostat la temperatura de 70°C ± 1°C timp de 15 ore și răcite timp de 1 oră la temperatura camerei. Rezultatul măsurătorii nu trebue să difere cu mai mult de 10% față de măsurătoarea executată înainte de introducerea în termostat.

2. Verificarea rezistenței mecanice a cablului la îndoire Se execută prin îndoirea cablului la 180° pe un cilindru cu diametrul egal cu de 10 ori diametrul cablului, atârnându-se de fiecare capăt al mostrei câte o greutate. Intregul sistem se introduce într'un termostat la temperatura 100°C ± 2°C timp de 7 ore, după care se scot greutățile și cablul se răcește la temperatura camerei. Apoi mostra se îndreaptă și se taie pe mijlocul îndoiturii, cercetându-se îndoitura fie prin fotografiere, fie prin radiografie. Nu trebue să se observe o deplasare a concentricității conductorului interior mai mare de 15%.

5. Incercarea mantalei de plumb la presiune. Se execută cu aer comprimat, presiunea minimă de încercare fiind 2 at. Metoda de încercare este aceea ca și la cablurile de forță.

4. Incercarea la stabilitate termică. Mostrele de cablu supuse încercării se așează într'un termostat unde se țin timp de 7 —24 ore la temperatura de 75°C ± 2°C. Apoi se scot și se răcesc timp de o oră, după care se înfășoară și se desfășoară pe un cilindru cu $D = 10 . d$. Operațiunea se repetă de 10 ori în timp de 5 minute. La finele încercării, mantaua sau învelișul exterior nu trebue să prezinte fisuri sau crăpături.

5. Incercarea de stabilitate la ger. Mostrele se mențin la —40°C timp de câteva ore, după care se scot și se îndoaie la 180° pe cilindru cu diametrul egal cu 10 d, timp de 3 secunde. Nu trebue să se observe fisuri sau crăpături pe fața exterioară a cablului.

b) *Incercările electrice* au de scop să stabilească dacă elementele electrice ale cablului coaxial se încadrează în limitele prescrise de normele în vigoare.

Incercările electrice sunt următoarele :

1. Măsurarea rezistenței ohmice a conductorului direct și de întoarcere. Măsurătoarea se execută cu ajutorul punților de precizie cunoscute, la temperatura mediului ambiant. Rezultatele obținute se calculează apoi la km și la temperatura de 20°C.

Valoarea găsită trebue să corespundă valorii indicate de normă.

2. Măsurarea rezistenței de izolație se execută fie măsurându-se cu meggerul de minimum 200 V tensiune, fie prin metoda comparației la o punte de comparație. Măsurătoarea se execută la temperatura camerei între conductorul exterior și conductorul interior. La puntea de comparație citirea se face după un minut Rezistența de izolament măsurată nu trebue să fie mai mică decât $1{,}8 \times 10^6$ MΩ/m pentru izolația de polietilen, de $0{,}3 \times 10^6$MΩ/m.l. pentru izolația de cauciuc și de

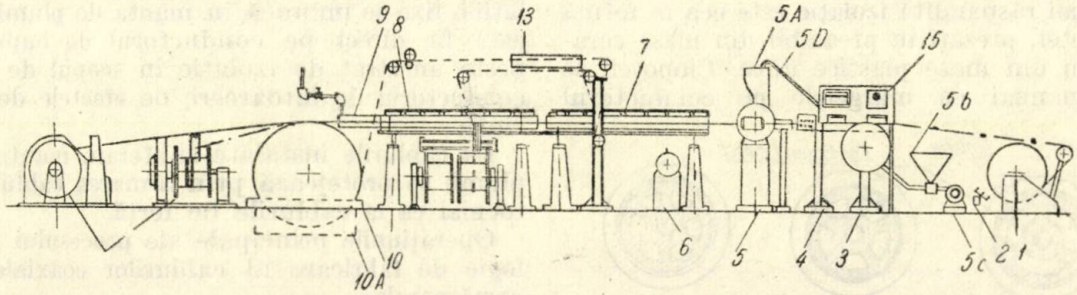


Fig. 8. Mașină pentru aplicarea izolației de polietilen.

1 — instalația de desfășurare ; *2* — instalația de încălzire ; *3* — instalația de frânare a tamburului de desfășurare ; *4* — dispozitiv de ghidare ; *5*—agregat șprit pentru aplicarea izolamentului ; *5 A*—pâlnie pentru alimentarea cu masă plastică a șpritului ; *5 B*—pâlnie pentru depozitarea masei plastice ; *5 C* — ventilator ; *5 D*— conductă de alimentare cu masă plastică ; *6* — încălzitor cu ulei ; *7, 8, 9* — instalația de răcire cu apă ; *10* — roată de tracțiune ; *10 A* — rezervor de apă pentru răcirea suplimentară ; *11* — dispozitiv de primire.

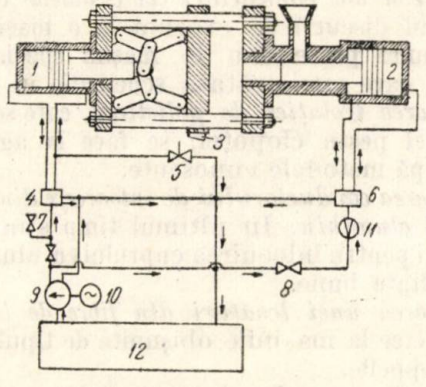


Fig. 9. *1*—cilindru hidraulic pentru închiderea și deschiderea presei. *2* — cilindru hidraulic ; *3*— ieșirea din presă (cursa limită) ; *4* — robinet cu 4 guri pentru reglarea alimentării cilindrului presei ; *6*—supapă de siguranță pentru menținerea constantă a presiunii ; *6* — robinet cu 6 ieșiri pentru reglarea alimentării injectorului ; *7* — robinet de control ; *8*— ventil pentru scoaterea din funcție a mașinii ; *9*—compresor hidraulic cu sistem de reglaj a presiunii ; *10* motor de acționare ; *11*—clapet de reducție ; *12*— rezervor de ulei.

$10^6 - 5 \times 10^6$ MΩ/m pentru izolația cu clopoței sau discuri.

3 Măsurarea capacității și a coeficientului de cuplaj capacitiv se execută pe mostre de cablu de 150 cm

In al doilea caz, având cablul conectat așa cum s'a arătat, se reglează din nou cu ajutorul condensatorului dela voltmetrul catodic, astfel ca miliampermetrul să arate valoarea maximă E_2

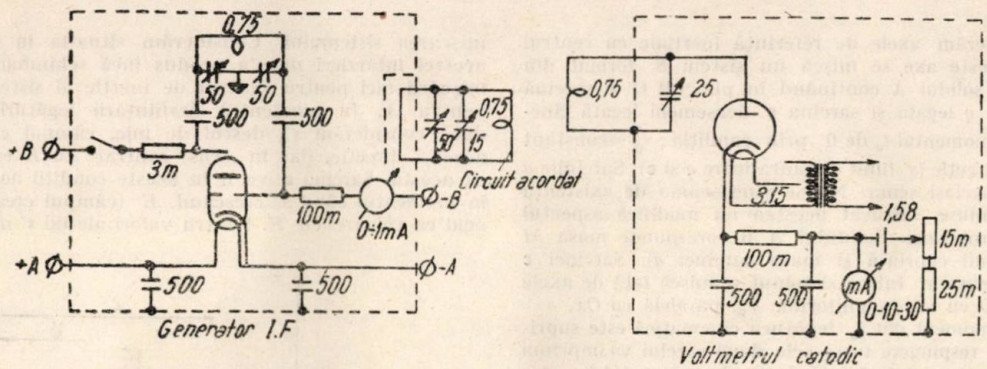


Fig. 10. Instalația pentru măsurarea atenuării cablului.

lungime cu ajutorul unei punți obișnuite de măsurare a capacității la frecvența acustică de 800...1 000 Hz

Măsurarea coeficientului de cuplaj capacitiv trebue făcută la orice frecvență cuprinsă între 1 kHz până la 1 MHz pe o lungime de cablu de circa 3 m. Valoarea coeficienților de cuplaj capacitiv nu trebue să depășească practic 10%.

4. Măsurarea atenuării cablului. Măsurarea se execută la temperatura mediului ambiant folosind o instalație compusă din :

— un generator de înaltă frecvență ;
— un voltmetru catodic ;
— un circuit oscilant acordat (la rezonanță) ;
— bornele de prins cablul.

Intreg ansamblul este montat pe o tăblie metalică de cupru. Schematic, instalația este arătată în figura 10.

Cablul coaxial se conectează cu conductorul interior și cel exterior la bornele de prins cablul.

Cu ajutorul unor cleme de cupru, mantaua sau învelișul exterior al cablului este bine pus la pământ pentru a se împiedeca formarea de unde staționare pe conductorul de reîntoarcere care să dea o mărire artificială a atenuării.

Metoda de măsurare a atenuării, constă în măsurarea tensiunii sau a puterii, odată prin circuitul oscilant acordat și odată prin cablul conectat cu un capăt la generatorul I.F. și cu celălalt capăt la voltmetrul catodic.

In primul caz se acordă circuitul oscilant prin intermediul căruia se transmite energia la voltmetrul catodic, pe frecvența emisă de generator și se citește la miliampermetrul voltmetrului catodic, valoarea maximă E_1 (care se stabilește prin variația condensatorului cu care este prevăzut voltmetrul catodic).

Atenuarea cablului va fi :

$$\beta = \frac{1\,000}{l} \ln \frac{E_1}{E_2} = \frac{2\,300}{l} \log \frac{E_1}{E_2} \text{ milineper/m,}$$

unde l este lungimea mostrei de cablu supusă măsurătorii.

La cablurile de izolație de polietilen se determină și coeficientul de temperatură al atenuării, efectuându-se măsurătorile la temperaturi, variind dela temperatura camerei la 100°C.

4. Măsurarea vitezei de propagare și a impedanței caracteristice se execută la o frecvență de 100 MHz după metoda rezonanței.

Instalația folosită este tot cea din figura 10.

Formula practică folosită este :

$$v = \frac{f \times 1}{225} \%$$

în care

f este frecvența în MHz ;
l — lungimea cablului în cm.

Ținând seama că lungimea cablului ce se măsoară este de 150 cm, formula se reduce la :

$$V = \frac{150 f}{225} = \frac{2}{3} f \%$$

Impedanța caracteristică a cablului se calculează cu formula $Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$, unde L și C sunt inductanța și capacitatea cablului supus măsurătorii.

Bibliografie

Belorusov V. K. și *Grodnev R. M.* : Cabluri pentru radiofrecvență, Gosenergoizdat, Moscova, 1953.
Grodnev R. M. și *Müller A. I.* : Cabluri pentru telecomunicație, Moscova, Leningrad, 1950.

★

КОАКСИАЛЬНЫЕ РАДИОЧАСТОТНЫЕ КАБЕЛИ

Резюме

В статье кратко излагается теория коаксиальных кабелей, расчет электрических характеристик, технологический процесс производства, а также и некоторые методы испытания для определения качества выпущенного кабеля.

SCHIMBURI DE ENERGIE ÎNTRE SARCINILE ELECTRICE ÎN MIŞCARE

Ing. ST. GROSU

I. Să considerăm axele de referinţă inerţiale cu centrul O. Faţă de aceste axe se mişcă un sistem S, format din două corpuri: solidul A conţinând în punctul O' o sarcină de electricitate q legată şi sarcina ε deasemeni legată cinematic până la momentul t_0 de O' prin condiţia: $s'_0 =$ constant ca mărime şi direcţie (s' fiind distanţa între q şi ε). Sarcinile q şi ε sunt de acelaşi semn. Nu se ţine seama de existenţa unor sarcini induse, întrucât acestea nu modifică aspectul principial al problemei. Solidului A îi corespunde masa M (în aceasta fiind cuprinsă şi masa sarcinei q). Sarcinei ε îi corespunde masa m. Intreg sistemul se mişcă faţă de axele cu centrul în O cu viteza uniformă V_0, paralelă cu Ox.

Dacă la un moment dat t_0 legătura cinematică este suprimată, forţa de respingere între cele două sarcini va imprima sarcinei ε o mişcare relativă faţă de O'. In momentul t_0, vitezele corespunzând centrului de inerţie al sistemului, punctului O' şi sarcinei ε, toate considerate faţă de O' sunt: V_0.

In momentul t_1, ε are o viteză relativă V'_ε (faţă de O'). Conform teoremei conservării mişcării uniforme a centrului de inerţie, atunci când nu intervin forţe exterioare sistemului, viteza acestuia rămâne constantă. Viteza punctului O' şi deci a sarcinei q este:

$$V_q = V_0 - \Delta V.$$

Viteza sarcinei ε faţă de O este:

$$V_\varepsilon = V_q + V'_\varepsilon = V_0 + V'_\varepsilon - \Delta V$$

In cazul când M este mare în raport cu m, $\triangle V$ poate fi neglijat şi putem scrie aproximativ:

$$V_\varepsilon \simeq V_0 + V'_\varepsilon$$

Energia pe care o posedă sarcina ε (considerată faţă de sistemul O) la momentul t_1 este:

$$E_1 = \frac{mV_\varepsilon^2}{2} + E_{p1} = \frac{mV_0^2}{2} + \frac{mV_\varepsilon'^2}{2} + mV_0 V'_\varepsilon + E_{p1};$$

unde E_p reprezintă energia potenţială a sistemului pe care o considerăm că trece în întregime asupra sarcinei ε din cauza sensului mişcării (atâta vreme cât sensul de mişcare a lui A este pozitiv faţă de Ox); E_{p1} — energia potenţială la momentul t_1. Sistemul S este privit din O.

Energia aceleiaşi sarcini în momentul t_0 era:

$$E_0 = \frac{mV_0^2}{2} + E_{p0}$$

Dacă comparăm aceste energii constatăm următoarea corespondenţă: $\frac{1}{2}mV_0^2$ apare în ambele momente. Diferenţei de energie potenţială $\Delta E_p = Ep_0 - E_{p1}$ îi corespunde energia cinetică: $\frac{1}{2}mV'^2_\varepsilon$.

Apare în plus energia $mV_0 V'_\varepsilon$. Această energie a fost luată dela A, care şi-a micşorat viteza.

Forţele totale care s'au exercitat între A şi ε nu sunt totuşi decât cele corespunzând variaţiei ΔE_p după legea:

$$\Delta E_p = \int_{s'_0}^{s'_1} F\, ds'$$

F fiind forţa care se exercită între cele două sarcini.

II. Să presupunem că în spaţiul considerat se exercită şi un câmp electric E, paralel cu Ox şi de natură a întârzia mişcarea sistemului. Considerăm situaţia în care datorită acestei întârzieri nu s'a produs încă schimbarea de sens a mişcării nici pentru centrul de inerţie al sistemului S, nici pentru A. In momentul desfiinţării legăturii cinematice, dacă considerăm s'_0 destul de mic, câmpul creat de q de aceeaşi direcţie, dar în sens contrar cu E este mai mare ca acesta. Sarcina ε va fi în aceste condiţii accelerată până la momentul când s' crescând, E' (câmpul creat de q) va fi egal ca valoare cu E. Pentru valori ale lui s' mai mari, mişcarea va fi întârziată. Mişcarea lui ε va fi complicată şi dacă privim lucrurile din sistemul lui O', ε va putea oscila în anumite împrejurări în jurul unei poziţii de echilibru. La aceasta se mai adaugă — dacă privim din O mişcarea întârziată a punctului O' (lucru pe care l-am neglijat la început). Mişcarea centrului de inerţie, al sistemului S, este deasemenea întârziată, dar după altă lege.

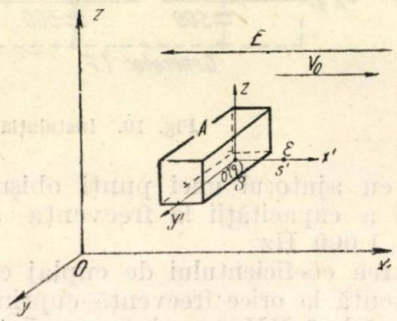


Fig. 1

III. Să considerăm — în cazul când în condiţiile dela punctul II sistemul este format dintr'un număr finit de elemente având fiecare sarcină ε şi masa m şi să presupunem că valoarea $\frac{\varepsilon}{m}$ nu este atât de mică încât să neglijăm întârzierea ce se produce asupra centrului de inerţie al sistemului. Astfel, ar fi cazul unui sistem format dintr'un grup de ioni (înţelegând prin aceasta şi electronii) care la momentul t_0 au cu toţii viteze V_0. Sistemul mai posedă şi o energie potenţială E_{p0}.

In mod individual fiecare ion va fi frânat. Totuşi, în acest timp se produce o transmitere de energie dela ionii din spate la ionii din faţă (în raport cu sensul mişcării) precum şi o distribuţie neegală a energiei potenţiale între ioni. Aceasta aproximativ în condiţiile şi după mecanismul dela punctul I.

Dacă presupunem acum câmpul E în situaţia că are o întindere finită în spaţiu, constituind astfel o barieră de potenţial şi că energia iniţială repartizată pe fiecare ion este mai mică decât cea necesară trecerii acestei bariere, este posibil ca prin efectul transmiterii şi distribuţiei între ioni, unii dintre aceştia să poată depăşi bariera.

In cazul unui flux continuu şi uniform de ioni, fenomenul semnalat mai sus ar avea loc numai la stabilirea fluxului şi ar fi limitat deci la un timp foarte scurt (ar avea un caracter tranzitoriu).

In cazul unui flux fluctuant (ceeace corespunde unor situaţii reale) fenomenul se poate întinde pe tot timpul existenţei fluxului.

IV. Consecinţele schimburilor de energie între sarcinile electrice sunt numeroase. Astfel se pot semnala:

a) Fluctuaţii în intensitatea curentului în planul iniţial al unui câmp accelerator (fenomene de transfer de energie pot avea loc şi în câmpuri acceleratoare) pot produce variaţii între vitezele electronilor (care în planul iniţial erau practic O şi egale) sau ceeace este echivalent, electroni cu potenţiale diferite, dintre care unele mai mari decât potenţialul accelerator.

b) Curentul alternativ produs de o diferență de potențial perfect sinusoidală (aplicată între doi electrozi) va fi deformat și defazat (aceasta în afară de alte cauze cunoscute de deformări și defazări).

Fenomenul va avea un caracter cu atât mai accentuat cu cât frecvența este mai mare, pentru frecvențe mici el fiind complect neglijabil. De data aceasta fenomenul nu mai este condiționat de existența unor fluctuații statistice în planul inițial.

c) Atunci când ioni într'o mișcare dezordonată — în ceeace privește distribuția vitezelor și densitatea, se găsesc într'o barieră de potențial (în continuarea căreia urmează un potențial accelerator), probabilitatea de a depăși această barieră pentru un ion oarecare, crește în cazul când în fața lui a avut un ion care din diferite motive a depășit-o. Rezultă de aici o tendință a ionilor de a depăși această barieră în grupe. Relații asemănătoare pot exista și între grupele de ioni.

In cele arătate mai sus s'a făcut abstracție de existența fenomenelor electromagnetice, legate de sarcinile electrice în mișcare. Deasemenea, problemele au fost privite în prima aproximație, aceea a mecanicei clasice. In unele locuri, se impune însă o precizare a lor pe baza mecanicii cuantice și a celei relativiste.

DIN PARTEA REDACȚIEI

Pentru orientarea colaboratorilor în alegerea subiectelor și modul lor de tratare, publicăm mai jos indicatorul tematic al revistei nostre pe anul 1954. Deasemenea, redacția face câteva precizări și recomandări rezultate din analiza conținutului articolelor publicate în revista noastră și din sugestiile primite de redacție din partea cititorilor și colaboratorilor.

1. Problemele enunțate la punctele principale din profil nu sunt limitative. Se pot trimite și articole legate de aceste probleme, sau care tratează alte probleme inedite cu caracter practic sau teoretic din domeniul respectiv.

2. De un deosebit interes pentru informarea științifică a cititorilor noștri sunt articolele de sinteză cu caracter de trecere în revistă a unor probleme importante din electrotehnica teoretică sau aplicată. Recomandăm a nu se aborda teme tratate pe larg în toate cursurile de specialitate.

3. Articolele care conțin metode de calcul, principii de proiectare, metode de determinare sau de studiu analitic al caracteristicilor de funcționare a diverselor instalații, aparate sau mașini, nu trebuie să conțină numai metode de calcul date în general, fiind necesar să se arate și căile concrete de rezolvare.

Este necesar ca în aceste articole concluziile principale să fie ilustrate cu exemple numerice. Aceasta ușurează considerabil folosirea materialelor publicate în uzine, institute de proiectări sau de cercetări.

4. Să se evite trimiterea articolelor cu un volum prea mare, care se adresează numai unui cerc limitat de specialiști.

Asemenea articole sunt de domeniul publicațiilor institutelor de specialitate sau a publicațiilor departamentale.

5. Articolele de discuții în legătură cu materialele publicate în numerele anterioare, prezintă un deosebit interes. Ele dau un colorit mai viu conținutului revistei și ajută la clarificarea unor probleme teoretice sau practice importante.

6. Recenziile să aibă un caracter critic. Prezintă un deosebit interes discutarea pe larg a manualelor didactice de toate nivelele, apărute în Editurile noastre de specialitate, (culegeri de probleme, cursuri, manuale didactice, etc.). Analiza critică a lucrărilor originale sau a traducerilor ajută cadrele noastre de autori și colectivele redacționale ale editurilor în îmbunătățirea muncii lor.

De un real folos pentru îmbunătățirea permanentă a conținutul revistei noastre sunt și notele cu caracter critic privitoare la activitatea revistei sau la conținutul anumitor articole publicate în revistă.

INDICATOR TEMATIC
pe anul 1954

1. **Editoriale**
2. **Electrotehnică generală**

Aspecte ale fenomenelor din mașinile electrice în lumina electrodinamicei corpurilor în mișcare.

Teorii moderne în feromagnetism.

Comportarea practică a electroizolanților în lumina teoriei polarizării dielectrice.

Aspecte ale transmisiei energiei prin câmpul electromagnetic.

Probleme în legătură cu îmbunătățirea factorului de putere.

Probleme de terminologie electrotehnică.

Probleme electrotehnice în circuite.

Probleme de istoria electrotehnicii.

3. **Mașini electrice**

Probleme teoretice ale mașinii asincrone referitoare la partea constructivă.

Fenomene tranzitorii în mașini electrice și transformatori.

Protecția mașinilor electrice și transformatorilor.

Probleme constructive și tehnologice privitoare la mașini electrice și transformatori.

Incercări și metode de încercare a mașinilor electrice și a transformatorilor.

Consolidarea izolației firelor de capăt la transformatori pentru evitarea efectului supratensiunilor.

Problema inelului de gardă la transformatori.

Problema ecranării galeților de capăt în transformatori.

Calculul și realizarea constructivă a înfășurărilor terțiare la transformatori.

Problema folosirii lemnului în transformatori.

Problema consumului minim de cupru electrolitic în mașini electrice.

Studiul înlocuirii cuprului cu aluminiu în transformatori.

Studiul teoretic al problemelor de răcire în legătură cu folosirea optimă a materialelor în mașinile electrice.

Motoare electrice pentru exploatări miniere și petrolifere.

Mașini electrice pentru microcentrale.

Tehnologia fabricării mașinilor electrice.

Mașini electrice moderne pentru tramvaie, troleybuze și metrou.

Mașini electrice speciale.

Mașini electrice de tracțiune.

Experiența în exploatare a mașinilor electrice.

Problema comportării mașinilor electrice în regimuri asimetrice.

Problema transformatorilor cu curenți de magnetizare sinusoidali.

Incercări la unde de șoc ale transformatorilor.

Probleme de protecție speciale ale mașinilor electrice. (antigrizutoase, cu siguranță mărită, mediu exploziv, etc.)

Redresori mecanici cu contacte.

Probleme de acționări electrice.

4. **Aparataj electric**

Probleme teoretice asupra aparatelor de joasă tensiune.
Studii teoretice asupra problemelor de conturnare în transport.
Aparataj electric pentru exploatări miniere şi petrolifere.
Aparataj electric pentru microcentrale.
Aparataj electric pentru tramvaie, troleybuze şi metrou.
Cuptoarele electrice şi aparatajul lor de măsură şi reglaj.
Pile, acumulatori şi instalaţii electrolitice.
Instrumente de măsură şi control.
Aparataj de iluminat şi tehnica iluminării.
Aparataj electric pentru prelucrarea metalelor.
Tehnologia fabricării aparatajului electric.
Echipament electric pentru tracţiune electrică.
Experienţa în exploatare a aparatajului electric.
Probleme teoretice în legătură cu aplicaţiile calorice ale electricităţii.
Aparataj de joasă tensiune pentru instalaţii interioare.
Regulator de tensiune pentru generatori şi pentru generatori mici.
Probleme în legătură cu reostatele electrice.

5. **Materiale electrotehnice**

Produse de porţelan electrotehnic.
Materiale plastice electroizolante.
Alte materiale electroizolante.
Materiale cu proprietăţi magnetice.
Cabluri.
Experienţa în exploatare a materialelor electrotehnice.

6. **Telemecanică şi automatizări**

Problema telemăsurilor şi telecomenzilor la centralele hidroelectrice.
Aparataj cu curenţi purtători pentru linii de înaltă tensiune.
Problemele de regim tranzitoriu în automatizări.
Elementele electrice neliniare utilizate în montajele de automatizări.
Probleme de tehnica reglării.
Probleme de automatizare a acţionărilor electrice.

7. **Aplicaţii industriale ale electronicei**

Instrumente electronice pentru măsurarea mărimilor neelectrice.
Mese electronice de calcul pentru reţelele electrice.
Aparate pentru încălzire prin înaltă frecvenţă: *a*) inductivă; *b*) prin pierderi dielectrice.
Incălzirea metalelor prin electrolit.
Contribuţia electronicei la automatizare.
Tehnica impulsurilor şi metodele de producere şi recepţie în aplicaţiile electrotehnice.
Televiziunea.
Radiolocaţia.
Aplicaţiile convertizorilor statici.
Aplicaţiile microscopului electronic. (Micrografia, etc.).

8. **Telecomunicaţii**

Aplicaţiile semiconductorilor în tehnica telecomunicaţiilor.
Cabluri de telecomunicaţii (construcţie, fabricaţie.)
Probleme în legătură cu telefonia prin curenţi purtători pe liniile de înaltă tensiune.
Tuburi electronice noi de emisie şi recepţie.
Receptoare de înaltă calitate, (stabilitatea audiţiei, expansiunea dinamică, etc.).
Piese şi principii constructive noi.

9. **Probleme tehnico-economice şi tehnico-organizatorice ale producţiei**

Metode de determinare a capacităţilor de producţie.
Căile pentru îmbunătăţirea folosirii capacităţilor de producţie.
Introducerea planificată a progresului tehnic în electrotehnică.
Folosirea rezervelor interne ale întreprinderilor.
Stabilirea şi raţionalizarea consumurilor de energie electrică în întreprinderi.
Metode de creştere a productivităţii muncii.
Mecanizarea şi automatizarea în industria electrotehnică.
Planul măsurilor tehnico-organizatorice în întreprinderi.
Căile pentru reducerea preţului de cost.
Normarea muncii în institutele de proiectării şi cercetări.
Analiza utilizării timpului de lucru al maşinilor şi instalaţiilor.
Organizarea controlului tehnic în întreprinderi şi îmbunătăţirea calităţii.
Căile pentru reducerea factorului de putere.
Planificarea reparaţiilor utilajului.

10. **Problemele tehnice ale protecţiei muncii**

Contribuţia electrotehnicii în securitatea muncii.
Mecanizarea proceselor de protecţie prin relee fotoelectrice.

11. **Invăţământ electrotehnic**

Probleme de colaborare a învăţământului superior cu producţia.
Problema predării bazelor electrotehnicei în învăţământul superior şi mediu.
Practica în producţie a studenţilor.

12. **Din experienţa U.R.S.S. şi a ţărilor de democraţie populară**
13. **Din activitatea ASIT**
14. **Bibliografie — Documentare**

INDICAȚIUNI PENTRU AUTORI

Redacția roagă autorii să țină seamă la întocmirea manuscriselor, de următoarele:

1. Subiectele trimise spre publicare să fie în strânsă legătură cu sarcinile concrete ale Planului Cincinal și ale Planului de Electrificare și să reflecte munca și realizările dela locul de producție, precum și însușirea experienței și tehnicei sovietice.

2. Tratarea subiectelor să fie făcută la un nivel științific și tehnic ridicat cu consultarea literaturii sovietice de specialitate și într'un stil clar, sobru și concis, evitându-se repetările inutile.

3. Se vor respecta regulile ortografice ale Academiei R.P.R., iar notațiile și termenii tehnici să fie în concordanță cu standardele în vigoare.

4. Expunerea să nu depășească în general 10 — 12 pagini dactilografiate.

5. Articolele să fie scrise la mașină, în dublu exemplar, pe o singură față a hârtiei, la două rânduri, cu o margine în stânga de 5 cm, iar corecturile după dactilografiere să fie executate cu cerneală, pe ambele exemplare. In mod excepțional articolele vor putea fi scrise și de mână, însă numai cu cerneală, foarte citeț și tot pe o singură față a hârtiei.

6. Articolele să fie însoțite de un rezumat de aproximativ 10 rânduri.

7. Articolele să fie însoțite de desene, grafice și fotografii; numărul lor să fie numai cel strict necesar înțelegerii textului.
Desenele să fie executate în tuș negru, pe hârtie de calc, respectându-se normele STAS. In cazul când în mod excepțional, vor fi executate cu creionul, desenele să fie curate și clare. Indicațiile sau notațiile de pe desene vor fi scrise citeț. Fotografiile vor fi clare având dimensiunile de cel puțin 9 × 12 cm.
Desenele, graficele și fotografiile trebue trimise odată cu articolul, dar nu lipite pe manuscris, ci separat, adăugându-se și o listă a lor, care să cuprindă neapărat legendele respective.
Fiecare desen sau fotografie va purta un număr de ordine corespunzător cu cel menționat în text. In textul articolului se va arăta locul figurilor.

8. Formulele să fie scrise de mână, cu cerneală și foarte citeț. Indicii să fie scriși mai jos, iar exponenții mai sus; și unii și ceilalți, mai mici decât simbolurile.

9. Tabelele care vor sintetiza rezultatele cercetărilor să fie explicate și să se indice unitățile de măsură în care sunt alcătuite. Unitățile de măsură străine vor fi transformate în cele metrice.
Titlurile rubricilor se vor scrie complet, fără prescurtări. Conținutul tabelelor va fi scris cu cea mai mare atenție pentru a se evita strecurarea erorilor.

10. Autorii sunt obligați ca la finele articolelor să indice bibliografia utilizată. Această indicare se va face în modul următor:
Pentru tratate: numele autorului, titlul lucrării, localitatea și editura, anul apariției, volumul, pagina.
Pentru periodice: numele autorului, titlul revistei, n-rul, anul, pagina.

11. Toate articolele vor fi semnate de autor. Autorii vor indica totodată, citeț, numele și pronumele complet, adresa, instituția unde lucrează și numerele de telefon spre a li se putea face comunicări în caz de nevoie, precum și domiciliul și circumscripția financiară pentru a li se putea remite drepturile de autor.

12. Articolele care tratează rezultate de cercetări sau realizări vor purta viza instituției respective.

13. In cazul când li se trimit corecturile, autorii sunt obligați să le restitue în termen de maximum 24 ore, neadmițându-se nicio modificare față de manuscris.

14. Remunerarea articolelor și a desenelor se face după apariție potrivit tarifului în vigoare.

ABONAMENTELE

SE PRIMESC LA TOATE OFICIILE POȘTALE DELA ORAȘE ȘI SATE, PRIN FACTORI POȘTALI, PRIN PROPAGANDIȘTI, PRECUM ȘI LA SECȚIILE RAIONALE DE DIFUZARE A PRESEI

Tarif pentru întreprinderi — *LEI 96 anual*

Tarif pentru muncitori, tehnicieni, ingineri — *LEI 30 anual*

E 2040

Institut de Documentare Tehnică
BUCUREȘTI
ОБМЕН - CSERE
VYMENA - WYMIANA
ТАУСН - CAMBIA
KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.
ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

REFERATIVA

Országos Műszaki Könyvtár
TULAJDONA

3

EDITURA ENERGETICĂ DE STAT.

1954

SUMARUL

Pag.

C. Bălă: Regimul de lucru în curent alternativ a unei bobine saturate 81

O. Şmighelschi: Tehnologia tratării izolaţiei la transformatorii electrici 85

C. Şora: Citeva consideraţii asupra motoarelor monofazate cu colector folosite în tracţiune electrică 92

M. Duma: Automatica şi telemecanica 98

V. Liuba: Izoperlonul — o nouă izolaţie pentru sîrmele cu bobinaj din aluminiu 102

* * * Calitatea produselor electrotehnice de larg consum 104

DISCUŢII

Terminologia electrotehnicei teoretice 110

RĂSFOIND PRESA TEHNICĂ

Amplificatorii dielectrici 114

Generatoare cu tensiune constantă prin auto-compundare 115

Pornirea bruscă a motoarelor asincrone 116

CRONICA

Consfătuirea cu tema „Folosirea curenţilor de înaltă frecvenţă la călirea pieselor şi fixarea plăcuţelor de aliaj dur pe scule aşchietoare 118

DOCUMENTARE 119

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

К. Бэлэ: Режим работы насыщающейся катушки на переменном токе 81

О. Шмигельски: Технология обработки изоляции электрических трансформаторов 85

К. Шора: Некоторые соображения относительно однофазных коллекторных двигателей, используемых в электротяге 92

М. Дума: Автоматика и телемеханика 98

В. Люба: Изоперлон — новый изолирующий материал для обмоточных алюминиевых проводов . 102

* * *: Качество электротехнических изделий ширпотреба 104

ДИСКУССИИ

Терминология теоретической электротехники . . 110

ПО СТРАНИЦАМ ТЕХНИЧЕСКИХ ЖУРНАЛОВ

Диэлектрические усилители 114

Генераторы постоянного напряжения автокомпаундированием 115

Быстрый пуск асинхронных двигателей 116

ХРОНИКА

Совещание на тему „Использование высокочастотных токов при закалке деталей и креплении твердосплавных пластинок на режущем инструменте 118

ДОКУМЕНТАЦИЯ 119

REDACŢIA: Bucureşti, B-dul 1848 Nr. 10

Raionul Tudor Vladimirescu

Telefon: 30730 — 35728

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R. P. R. ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

APARE LUNAR SUB INGRIJIREA UNUI COMITET DE REDACŢIE

Anul II • Nr. **3** Martie 1954

Országos Műszaki Könyvtár MAJDONA

REGIMUL DE LUCRU ÎN CURENT ALTERNATIV A UNEI BOBINE SATURATE

Ing. C. BĂLĂ

Se studiază în cazul unui circuit format dintr-o inductanţă saturabilă şi alimentat cu o tensiune sinusoidală, variaţia intensităţii curentului şi a factorului de putere, atunci cînd se modifică gradul de saturaţie. Bobina se presupune că are miez feromagnetic şi funcţionează în regiunea neliniară — saturată, a caracteristicii de magnetizare. Problema este importantă pentru funcţionarea în gol a transformatorilor şi maşinilor electrice, fie în exploatare fie în timpul probelor electrice, fiind că dă posibilitatea interpretării variaţiei factorului de putere şi justifică studiul făcut numai cu armonica fundamentală a mărimilor electrice.

Dacă o bobină cu fier, cum este primarul unui transformator în gol, este conectată la o tensiune alternativă, se poate măsura cu voltmetrul, ampermetrul şi wattmetrul, factorul de putere respectiv. Factorul acesta de putere corespunde unui circuit de forma celui arătat în figura 1, unde pierderile Joule în înfăşurare sînt neglijabile, iar pierderile prin histerezis şi curenţi turbionari sînt asimilate cu pierderile în R:

$$\cos\varphi = \frac{i_R}{\sqrt{i_L^2 + i_R^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{R^2}{L^2\omega^2}}}.$$

Dacă tensiunea aplicată variază ca valoare eficace, factorul de putere nu se schimbă, atîta timp cît se lucrează în regim magnetic liniar. Dacă începe saturaţia se ştie că inductanţa L scade din cauza permeabilităţii care scade şi deci cos φ scade şi el; de fapt regimul nu mai este sinusoidal în acest caz şi trebuie să se vorbească de factorul de putere şi nu de cos φ. Concluzia este aceeaşi şi pentru factorul de putere, el scade cînd U creşte.

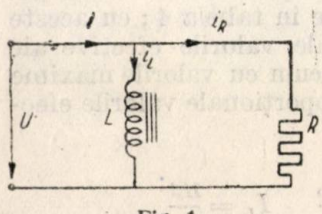


Fig. 1

In cele de mai jos se va face un calcul în care se va arăta o metodă pentru evaluarea cantitativă a variaţiei factorului de putere şi a armonicelor care apar, plecîndu-se în mod concret de la o anumită curbă de magnetizare $B = f(H)$, de exemplu cea din figura 2.

La variaţia sinusoidală în timp a tensiunii u, corespunde o variaţie sinusoidală a fluxului φ şi a inducţiei magnetice B:

$$u = \sqrt{2}U\sin\omega t = -\frac{d\varphi}{dt} = -n\frac{d(BS)}{dt}$$

$$\varphi = nBS = \frac{\sqrt{2}U}{\omega}\cos\omega t$$

unde U este valoarea eficace a tensiunii, ω este pulsaţia ei, n este numărul de spire ale bobinei şi S este secţiunea miezului de fier.

Curentul i care trece prin bobină nu este sinusoidal.

Forma lui se deduce dintr-o buclă histerezis de magnetizare cînd se cunoaşte variaţia lui B în funcţie de H de pildă la un miez de fier închis de lungime l; se ştie relaţia dintre H şi i:

$$H = \frac{ni}{l}.$$

În cele de mai jos nu se va lua variația lui H pe un asemenea ciclu, ci se va aproxima legătura dintre H și B cu curba fundamentală de magnetizare. Mai departe se va lucra concret cu curba de magnetizare din figura 2.

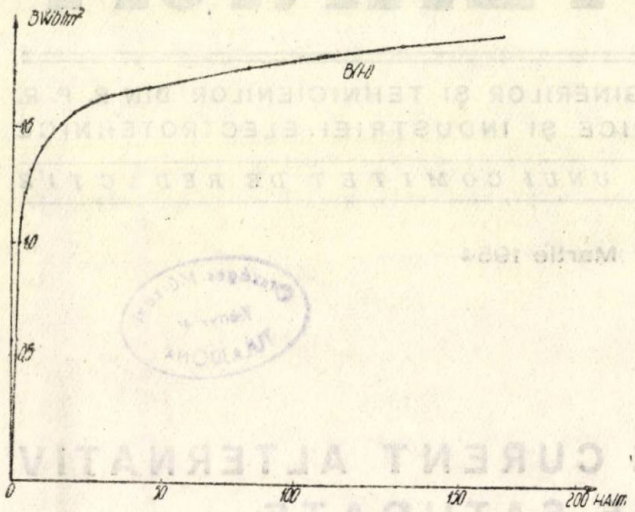


Fig. 2

Se va calcula regimul de lucru al bobinei pentru diferite valori eficace ale tensiunii aplicate. In loc să se aleagă valorile eficace ale acestor tensiuni se vor alege arbitrar valorile lui B maxim, știut fiind că atît B cît și u, sînt proporționali între ei și variază ambii sinusoidal.

S-au ales astfel 9 valori pentru B maxim, toate peste valoarea de 1,3 Wb/m² (1,3—1,4 — — 1,55 — 1,6 — 1,65 — 1,7 — 1,75 — 1,8 Wb/m²)

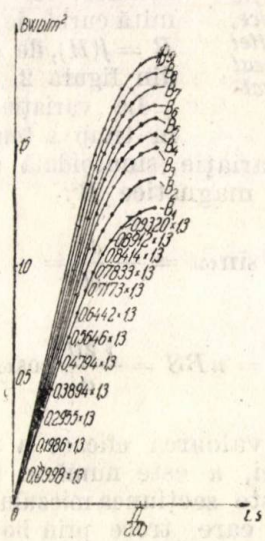


Fig. 3

deci în regiunea de saturație, unde prezintă interes fenomenul studiat. Variațiile lui B pentru un sfert de perioadă sînt arătate în figura 3, pentru toate nouă cazurile alese.

S-a înscris pe curbe în fiecare punct valoarea sin ωt. Din curba fundamentală de magnetizare s-a dedus variația lui H în funcție de timp (fig. 4); pentru o corectă citire aceste curbe s-au trasat pe două scări verticale diferite. Curbele acestea dau de fapt variația curentului în funcție de timp.

Apoi s-a analizat în armonice cele 9 curbe,

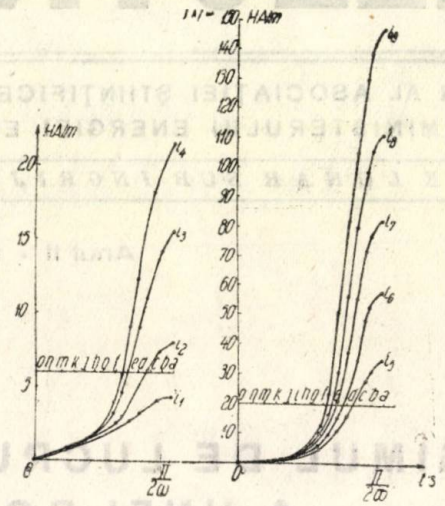


Fig. 4

prin metoda celor 12 ordonate pe sfert de perioadă. Ținînd seamă că variațiile curentului sînt simetrice în raport cu axa care trece prin maxim, s-a dedus că armonicele vor fi numai de ordin impar. Valoarea efectivă a uneia din ele este :

$$H_n = \frac{1}{6\sqrt{2}} \sum_{m=1}^{12} H_m \cos \frac{\pi n}{24} m + \frac{1}{12\sqrt{2}} H_0.$$

In primul rînd s-au calculat valorile $\cos \frac{\pi n}{24} m$ și s-au trecut în tabela 1.

Apoi din cele 9 curbe H funcție de t (fig. 4) s-au citit ordonatele în dreptul celor 12 intervale, pe sfert de perioadă. S-a obținut astfel tabela 2, în care sînt trecute în 9 linii ordonatele respective ale celor 9 curbe.

Apoi pe baza formulei de mai sus s-a trecut la calculul armonicelor 1, 3, 5 și 7, pentru fiecare din cele 9 cazuri. Valorile efective ale armonicelor sînt date în tabela 3, unde cele 9 coloane corespund celor 9 cazuri analizate.

Patratul valorii efective H_e a cîmpului magnetic, se obține adunînd patratele armonicelor. Rezultatele sînt arătate în tabela 4; cu aceste valori sînt proporționale valorile efective ale curentului i_n L tot așa cum cu valorile maxime B_M ale inducției sînt proporționale valorile efective ale tensiunilor :

$$U = \frac{nB_M S\omega}{\sqrt{2}} \qquad I_L = \frac{H_e l}{n}$$

Dacă se ține seamă și de curentul i_n, rezistența R corespunzătoare pierderilor în fier adică de $\frac{U}{R}$, se poate afla în fiecare caz valoarea

Tabela 1

n \ m	0 a	1 b	2 c	3 d	4 e	5 f	6 g	7 h	8 j	9 k	10 m	11 n
1	1	0,9914	0,9661	0,9239	0,8660	0,7933	0,7071	0,6088	0,5000	0,3827	0,2588	0,1305
3	1	0,9239	0,7071	0,3827	0	−0,3827	−0,7071	−0,9239	−1	−0,9239	−0,7071	−0,3827
5	1	0,7933	0,2588	−0,3827	−0,8660	−0,9914	−0,7071	−0,1305	0,5000	0,9239	0,9661	0,6088
7	1	0,6088	−0,2588	0,9239	−0,8660	−0,1305	0,7071	0,9914	0,5000	−0,3827	−0,9661	−0,7933

Tabela 2

x \ n	0 a	1 b	2 c	3 f	4 e	5 f	6 g	7 h	8 j	9 k	10 m	11 n
1	4,3	4,2	3,7	3,1	2,5	2,0	1,6	1,4	1,0	0,80	0,60	0,36
2	8,0	7,5	6,4	5,0	3,5	2,5	1,9	1,6	1,1	0,85	0,60	0,30
3	15,7	14,2	11,6	8,6	5,8	3,5	2,2	1,7	1,2	0,90	0,60	0,30
4	21,5	20,0	17,0	12,4	7,8	4,2	2,4	1,8	1,2	0,95	0,60	0,30
5	35,0	30,8	22,0	15,0	9,3	5,0	3,0	1,9	1,3	1,00	0,60	0,30
6	58,0	53,5	36,0	22,0	12,7	6,5	3,5	2,2	1,4	1,20	0,70	0,30
7	82,0	76,5	59,0	35,0	17,5	8,5	4,2	2,5	1,6	1,40	0,80	0,30
8	111,4	105,0	84,0	52,0	23,0	11,0	5,0	2,9	1,8	1,60	0,90	0,30
9	147,3	141,0	111,0	77,0	40,0	13,5	6,2	3,3	2,0	1,80	1,00	0,30

Tabela 3

n \ x	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	2,160	3,50	6,22	7,38	11,55	18,70	27,44	38,20	52,5
3	0,54	1,34	2,93	4,54	6,95	12,09	18,22	25,75	35,85
5	0,18	0,56	1,28	1,85	3,36	6,48	9,5	12,80	15,70
7	0,04	0,15	0,18	0,29	1,00	2,24	3,34	4,00	4,10

Tabela 4

x	1	2	3	4	5	6	7	8	9
B_M	1,3000	1,4000	1,5000	1,5500	1,6000	1,6500	1,7000	1,7500	1,8000
H_e	0,000171	0,00272	0,000455	0,000620	0,00089	0,00135	0,00202	0,00277	0,00446

efectivă a curentului total: $I_t = \sqrt{\left(\frac{U}{R}\right)^2 + I_L^2}$

Factorul de putere va fi:

$$\Delta = \frac{\frac{U^2}{R}}{UI_t} = \frac{1}{R}\,\frac{U}{I_t}.$$

Acest factor fiind mai mic decît unitatea poate fi asimilat cu un cos φ: atunci tg φ corespunzătoare va fi:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{I_L}{\frac{U}{R}} = R\,\frac{l\sqrt{2}}{4\pi n^2 S\omega}\,\frac{H_e}{B_M}$$

Rezultă că tg φ este proporțională cu raportul $\frac{H}{B}$ (H efectiv și B maxim).

In tabela 5 se dau valorile acestor rapoarte $\frac{H_e}{B_M}$ adică se dau valorile $\frac{4\pi n^2 S\omega}{\sqrt{2}\,Rl}$ tg φ în cele 9 cazuri:

Tabela 5

x	1	2	3	4	5	6	7	8	9
B_M	1,3	1,4	1,5	1,55	1,6	1,65	1,7	1,75	1,8
$\frac{H_e}{B_M}$	1,7	2,7	4,5	6,2	8,9	13,5	20,2	27,7	37

Se vede cum tg φ și deci φ crește pe măsură ce U crește. Aceasta confirmă observația de la început că cos φ și deci Δ scade pe măsură ce U crește.

Bineînțeles că acest rezultat se păstrează și cînd s-ar lua cos φ_1 corespunzător puterii aparente a fundamentalei:

$$\cos\varphi_1 = \frac{\frac{U}{R}}{\sqrt{\left(\frac{U}{R}\right)^2 + I_{L_1}^2}}$$

I_{L_1} fiind valoarea efectivă a fundamentalei în bobină :

In tabela 6 se dau valorile $\frac{4\pi n^2 S\omega}{\sqrt{2}\,Rl}\,\mathrm{tg}\varphi_1 = \frac{H_{e_1}}{B_M}$ în cele 9 cazuri pentru fundamentală :

Tabela 6

x	1	2	3	4	5	6	7	8	9
B_M	1,3	1,4	1,5	1,55	1,60	1,65	1,70	1,75	1,80
$\frac{H_{e_1}}{B_M}$	1,65	2,5	3,5	4,75	7,2	11,3	16,2	21,7	29,2

Ambele variațiuni, care reprezintă pe $\frac{H_e}{B_M}$ adică niște mărimi proporționale respectiv cu tg φ și tg φ_1 sînt arătate în figura 5 luînd ca variabilă independent de B_{max}.

Metoda aceasta permite să se predetermine factorul de putere a bobinelor saturate. Ea mai poate arăta cum variază intensitatea curentului de mers în gol a transformatorilor, cînd tensiunea

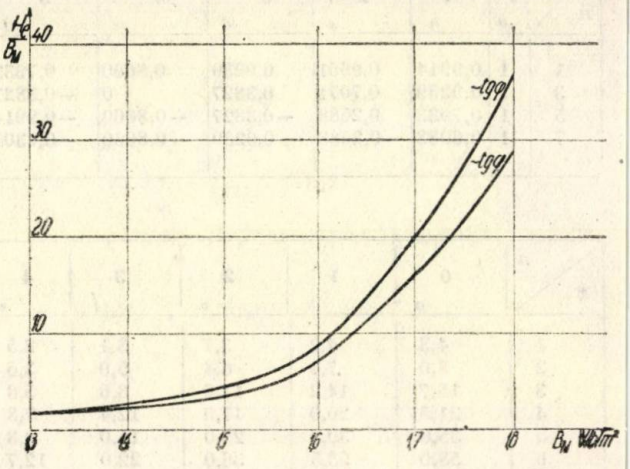


Fig. 5

de la rețea variază sau cînd condițiile de magnetizare se schimbă prin adăugarea sau scoaterea unor spire.

★

РЕЖИМ РАБОТЫ НАСЫЩАЮЩЕЙСЯ КАТУШКИ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

Резюме

Рассматривается в случае цепи состоящей из насыщающейся индуктивности питаемой синусоидальным напряжением изменение силы тока и коэфициента мощности, в случае изменения степени насыщения. Предполагается что катушка имеет ферромагнитный сердечник и работает на нелинейной насыщенной части характеристики намагничивания.

Вопрос имеет значение при холостом ходе трансформаторов и электрических машин, либо в эксплоатации либо во время электрических испытаний, так как дает возможность интерпретировать изменение коэфициента мощности и обосновывает рассмотрение только основной гармоники электрических величин.

TEHNOLOGIA TRATĂRII IZOLAȚIEI LA TRANSFORMATORII ELECTRICI

Ing. O. SMIGELSCHI

După ce se arată o serie de considerații teoretice asupra tratării izolației înfășurărilor transformatoarelor, se trece la o examinare amănunțită a felului cum este privită această problemă de către diferiți autori și tehnologi în fabricarea de mașini electrice și de transformatoare. Sînt arătate de asemenea și punctele de vedere care au stat la baza proiectării și execuției în țară a unei instalații de acest fel.

1. **Considerații teoretice.** In prezentul studiu ne vom referi la transformatoarele în ulei, dar o parte corespunzătoare a studiului se aplică și la transformatoarele uscate.

Principalele materiale izolante folosite în construcția transformatoarelor electrice sînt următoarele :

a) hîrtia de cabluri, întrebuințată pentru izolarea conductorilor înfășurărilor, a conductorilor și cablurilor de ieșire, la izolarea între straturile bobinajelor și sub forma unei izolații suplimentare, a bobinelor respectiv a galeților ;

b) preșpanul, întrebuințat la izolația principală a înfășurărilor sub formă de cilindri, plăci unghiulare ; din preșpan se confecționează elemente constructive izolante, fîșii distanțoare, garnituri, izolații pentru juguri, etc. ;

c) țesături lăcuite folosite la capetele înfășurărilor și la ieșiri, cînd nu este posibilă utilizarea hîrtiei de cabluri ;

d) produse din hîrtie bachelizată folosită sub formă de cilindri, tuburi și plăci din pertinax. Cilindrii se folosesc la izolația principală a înfășurărilor, la comutatorii de ploturi, etc. Pertinaxul în plăci își are aplicația principală la comutatorii și la aparatul pentru reglajul tensiunii sub sarcină ;

e) lemnul este folosit uneori la piese de fixare pentru cablurile de ieșire și sub formă de șipci în special la transformatoarele pînă la circa 10 kV.

Toate materialele arătate mai sus sînt mai mult sau mai puțin poroase. In starea în care materialele izolante sînt folosite în procesul de fabricație a transformatoarelor, golurile din interiorul lor sînt umplute cu aer sau vapori și picături de apă.

In funcțiunea ce o îndeplinesc materialele izolante, ele constituie dielectricii unor condensatori ale căror armături sînt conductorii electrici sau părțile metalice puse la pămînt (jugul, miezul, cuva, etc.). Pentru un condensator plan cu un singur dielectric, intensitatea cîmpului electric este :

$$E = \frac{U}{d} \text{ kV/cm}$$

unde

E este intensitatea cîmpului electric în kV/cm ;
U — tensiunea electrică între armături în kV ;
d — distanța între armături în cm.

Distrugerea dielectricului se va produce dacă intensitatea cîmpului electric este mai mare decît intensitatea disruptivă, care depinde de materialul dielectricului. In cazul cînd sunt doi dielectrici în straturi paralele la armături, atunci intensitatea cîmpului electric va fi mai mare în dielectricul cu constantă dielectrică mai mică :

$$E_1 = \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} \cdot E_2.$$

Constantele dielectrice ale materialelor izolante folosite la transformatoare sînt :

ulei	2—3
hîrtie de cabluri și preșpan	2—3
lacuri izolante	3,5
bachelită	4,5
celuloză	6,5

Dacă în masa dielectricilor rămîn pori umpluți cu aer, cu vapori sau picături de apă, în acești pori intensitatea cîmpului electric este un multiplu al cîmpului din masa izolantă. In aceste locuri va fi promovată distrugerea izolației sub acțiunea cîmpului electric, producîndu-se o carbonizare înceată din cauza micilor scîntei locale.

Din aceste motive, este necesar ca toate materialele izolante folosite la transformatoare să fie tratate pentru eliminarea completă a aerului și a apei din masa lor și umplerea golurilor rămase. Această operațiune se numește, precum se știe, impregnarea izolației, deoarece golurile din masa izolanților sînt umplute cu lac izolant sau cu ulei. In același timp, prin operațiunea tratării izolației este bine să se mai poată realiza și următoarele : să se îmbunătățească rezistența de izolament, să se rigidizeze mai bine bobinajul în așa fel ca bobinele împreună cu izolația lor să formeze piese mecanic nedeformabile și să se îmbunătățească transmiterea căldurii prin masa izolantului, obținîndu-se astfel o răcire mai bună a conductorilor.

Tratarea bobinajului transformatoarelor se face astăzi aproape în general în două etape. In prima etapă se tratează izolația înainte de montarea înfășurărilor pe circuitul magnetic și în etapa a doua urmează tratarea după montarea bobinajelor pe circuitul magnetic.

2. **Tratarea izolației înfășurărilor înainte de montare pe circuitul magnetic.** Infășurările transformatoarelor de forță și de măsură, după confecționarea lor, se supun aproape întotdeauna următoarelor operațiuni de tratament a izolației :

a) uscarea ;
b) impregnarea cu lac izolant ;
c) evaporarea solventului ;
d) coacerea lacului.

Pentru fiecare din aceste operațiuni există o serie de detalii care în general variază.

Constructorii sovietici de transformatoare A. V. Panov și A. V. Sapojnicov prescriu următoarele reguli cu privire la tehnologia tratării înfășurărilor de transformatoare:

Pentru clasa de izolație de înaltă tensiune de 3—10 kV și pentru puteri dela 5 la 560 kVA, înfășurările transformatoarelor de forță se usucă fără aplicarea vidului și se impregnează prin imersiune în lac izolant. Infășurările se țin în

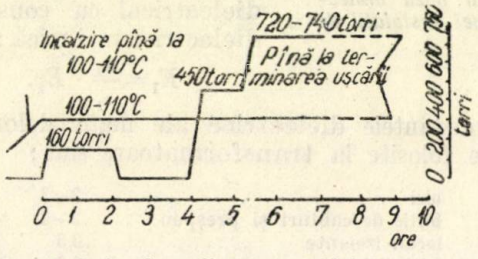


Fig. 1. Curba de aplicare a vidului conform regimului I de uscare.

Cuptorul de uscare trebuie să asigure încălzirea uniformă a înfășurărilor plasate în el, ventilația forțată trebuie să atingă toate piesele. Incălzirea trebuie să fie reglabilă, iar aerul de circulație trebuie să treacă printr-un condensator de contact pentru condensarea vaporilor de apă sau de solvent. In același timp, aerul din circuitul închis trebuie să fie primenit la nevoie, prin adăugare de aer proaspăt. Același cuptor va fi folosit atît la uscarea bobinelor crude, cît și la evaporarea solventului și la coa-

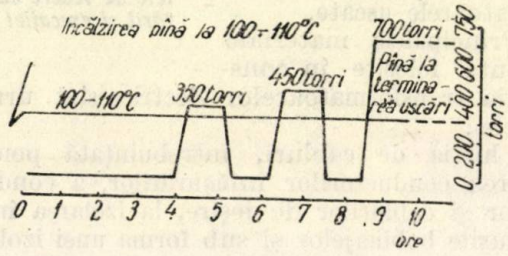


Fig. 2. Curba de aplicare a vidului conform regimului II de uscare.

lac izolant atîta timp cît nu se mai degajă bule de aer.

Toate celelalte înfășurări de clase superioare de izolație sînt uscate în vid. Pentru clasa de izolație de înaltă tensiune de 35 kV, înfășurările se țin preliminar la temperatura de 100—110°C și pe urmă sînt supuse în continuare unei uscări cu aplicarea vidului conform regimului *I* de uscare, arătat în figura 1.

Uscarea se consideră terminată dacă în condensatorul de umiditate al instalației nu se mai condensează apă. Aceasta se constată luîndu-se 3 probe de apă la intervale de cîte o oră. Toate înfășurările transformatoarelor din clasa de izolație de 110—220 kV se usucă similar, însă uscarea finală se execută după regimul *II* de uscare arătat în figura 2.

Uscarea înfășurărilor bobinate pe cilindri bachelizați se execută după un regim cu vid continuu mărit pînă la 300, 450, 600 și 700 torri, pentru a se evita ruperea cilindrilor la evaporarea rezidurilor volatile. Impregnarea tuturor înfășurărilor se execută prin scufundare în lacul izolant prescris și anume lac gliptalic și se menține în lac pînă la ieșirea completă a bulelor de aer.

Evaporarea solventului și coacerea lacului se execută la o temperatură de 95—100°C, în care caz durata acestor operațiuni ajunge pînă la 24 ore, sau la 100—110°C, durata fiind în acest caz 14 ore. In tot timpul evaporării solventului și a coacerii lacului, camera de uscare trebuie să fie bine ventilată, cu o primenire parțială a aerului circulant dozată după cantitatea vaporilor de solvenți, sau după necesarul de oxigen pentru coacere.

Operațiunile de tratament a izolației se execută în cuptorul de uscare cu circulație de aer cald și în autoclava încălzită și cu posibilitatea de aplicare a vidului în autoclavă.

cerea (oxidarea) lacului impregnat. Limita de temperatură superioară este de 160°C. Ventilația forțată trebuie să asigure un schimb de 20—30 volume/oră a cuptorului cu posibilitate de reglaj sigur al primenirii aerului. Ventilația forțată cu aer fierbinte are avantajul de a scurta timpul de preîncălzire a înfășurărilor introduse la uscat, deoarece se știe că aerul în mișcare are un coeficient de transmitere proporțional cu viteza.

In figura 3 se arată schematic un cuptor de uscare cu toate instalațiile anexe. In camera cuptorului se introduc bobinele cu ajutorul unor vagoneți speciali. Inchiderea cuptorului se face cu ușă simplă sau cu ușă ghilotină; se construiesc și cuptoare verticale, îngropate, cu introducerea pieselor prin partea de sus cu macarale. Etanșarea ușilor trebuie să asigure, ca la mica suprapresiune internă, gazele să nu se răspîndească în atelier.

In figură, camera cuptorului este încălzită prin două instalații: serpentine încălzitoare în camera cuptorului și o baterie încălzitoare plasată în circuitul de aer de circulație. Serpentina din camera cuptorului nu asigură o încălzire uniformă; din acest motiv unii tehnologi se lipsesc de acest sistem de încălzire. Totuși, noi recomandăm folosirea serpentinei, însă numai în perioada de preîncălzire, deoarece se scurtează procesul de uscare fără a rezulta vre un dezavantaj. Aerul de circulație încălzit, asigură uniformitatea mai perfectă a temperaturii la toate piesele în curs de uscare. Mediul încălzitor cel mai des folosit este aburul la 4—5 at, evitîndu-se astfel orice posibilitate de aprindere a vaporilor de solvenți.

Incălzirea poate fi asigurată și cu ulei fierbinte de 150—200°C în circuit închis, încălzit electric, sau cu aburi de înaltă presiune (8—12 at). Incălzirea directă a cuptorului cu combustibil

nu este posibilă din cauza pericolului de incendiu.

Eliminarea vaporilor de apă sau de solvent se face în condensatorul introdus în circuitul de *II* de uscare, preîncălzirea la piese mari putîndu-se executa în cuptorul de uscare. Instalația este arătată schematic în figura 4. Ea se compune dintr-un cazan de vid care se poate

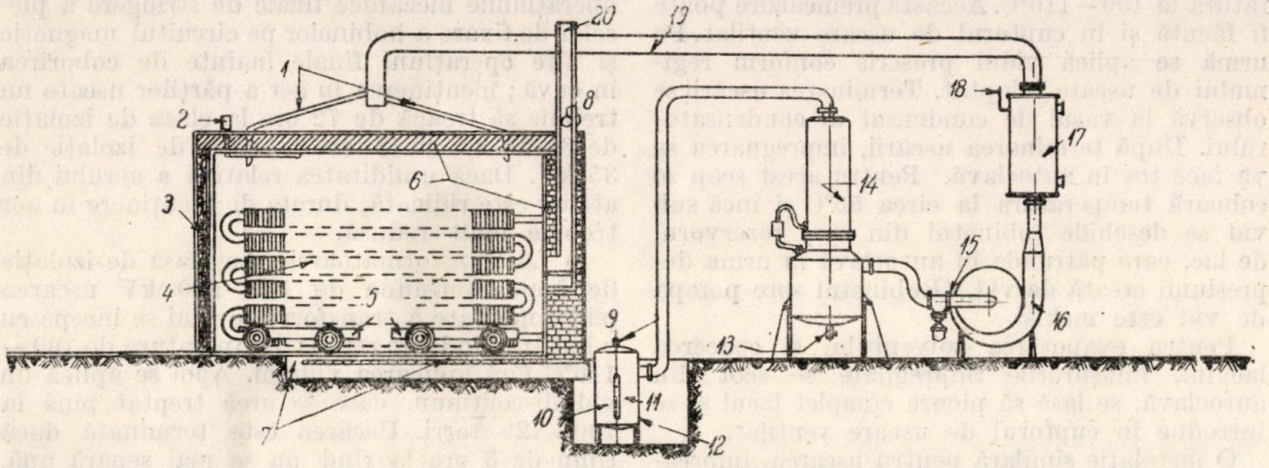


Fig. 3. Cuptor de uscare cu ventilație forțată:

1—intrarea aerului cald (în patru locuri); *2*—termometru; *3*—ușa izolată; *4*—element încălzitor; *5*—cărucioare de transport; *6*—izolație; *7*—canale de aer; *8*—clapă de reglaj pentru eșaparea aerului; *9*—ventil de aer; *10*—separator; *11*—indicator de nivel; *12*, *13*—ventil de golire; *14*—condensator; *15*—robinet de aer proaspăt; *16*—ventilator; *17*—încălzitor de aer; *18*—termometru; *19*—conductă de aer cald; *20*—ieșirea aerului viciat din cuptor.

aer fierbinte, unde acest aer este răcit pînă la circa 40°C prin răcire cu apă. Vaporii sînt condensați și condensatul se adună într-un mic recipient cu pereți de sticlă pentru a putea fi constatat.

Primenirea aerului în circulație se face deschizînd clapeta de ieșire a aerului din camera cuptorului și introducînd aer proaspăt în circuit

încălzi, prevăzut cu aparate de control a temperaturii și a presiunii, din condensatorul de contact și pompa de vid. Încălzirea cazanului se face printr-o cămașă externă. Ca mediu încălzitor se întrebuințează aburi de 4—6 at, sau ulei fierbinte de 150—200°C, încălzit separat cu aburi de înaltă presiune (8—12 at), sau cu o baterie de încălzire electrică. Autoclava

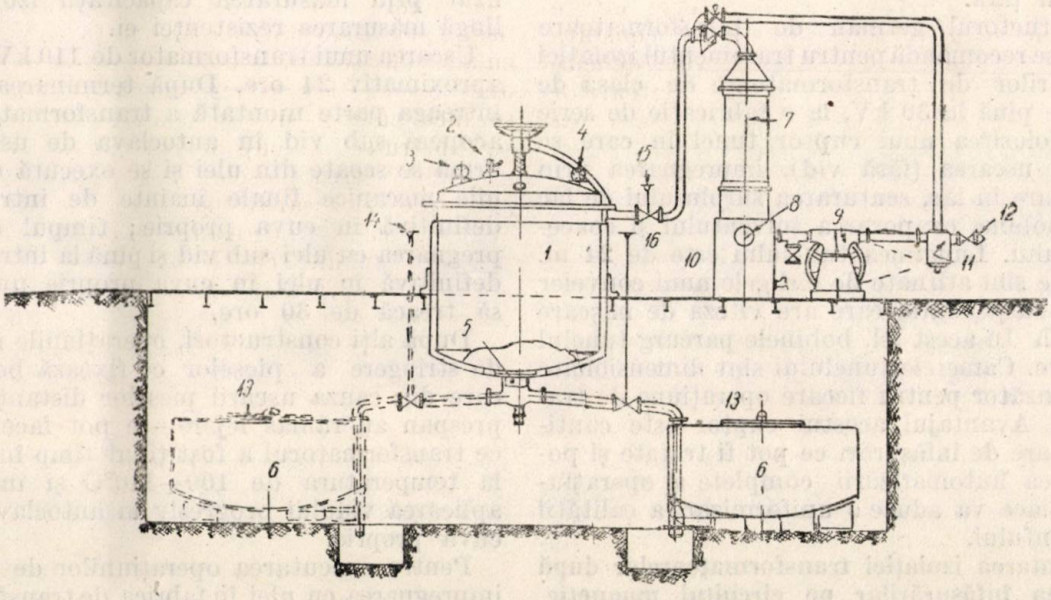


Fig. 4. Autoclavă cu vid și cu încălzire:

1—autoclava; *2*—ventil de aerisire; *3*—termometru; *4*—manometru-vacuumetru; *5*—filtru de metal cu ochiuri de 1,6—2 mm; *6*—rezervor de lac; *7*—condensator; *8*—ochi de observație; *9*—pompă de vid și presiune; *10*—ventil de golire; *11*—separator de ulei; *12*—ventil de aerisire; *13*—capacul rezervorului de lac; *14*, *15*—ventile.

printr-un robinet special montat pentru acest scop înainte de ventilator.

Autoclava cu vid și cu încălzire se întrebuințează la executarea uscării după regimul *I* sau

are capacul în partea de sus, fiind prins cu șuruburi. Capacul are un geam de observare. Bobinele sunt introduse pe sus, folosindu-se pentru bobinele grele ridicarea cu macaraua

electrică. Modul de lucru al autoclavei din figura 4 este următorul:

Infăşurările se introduc în stare rece în autoclavă şi se preîncălzesc pînă se ridică temperatura la 100—110°C. Această preîncălzire poate fi făcută şi în cuptorul de uscare ventilat. Pe urmă se aplică vidul prescris conform regimului de uscare adoptat. Terminarea uscării se observă la vasul de condensat al condensatorului. După terminarea uscării, impregnarea se va face tot în autoclavă. Pentru acest scop se coboară temperatura la circa 50°C şi încă sub vid se deschide robinetul din spre rezervorul de lac, care pătrunde în autoclavă în urma depresiunii creată de vid. (Robinetul spre pompa de vid este închis).

Pentru evaporarea solventului şi coacerea lacului, înfăşurările impregnate se scot din autoclavă, se lasă să picure complet lacul şi se introduc în cuptorul de uscare ventilat.

O instalaţie similară pentru uscarea, impregnarea şi coacerea lacului la motoare electrice, compusă din două cuptoare de uscare şi două autoclave, a fost proiectată în ţară de un colectiv de proiectanţi (din care a făcut parte şi autorul) pentru o întreprindere constructoare de maşini electrice. Instalaţia a fost executată, complet în ţară şi pusă în funcţiune la începutul anului 1952. De la punerea ei în funcţiune, calitatea izolaţiei motoarelor electrice fabricate la această întreprindere a crescut, în mod practic nemai avînd defecte de izolaţie. Instalaţii similare au fost sau sînt în curs de a fi puse în funcţiune şi la celelalte fabrici de maşini electrice din ţară.

Constructorul german de transformatoare W. Kehse recomandă pentru tratamentul izolaţiei înfăşurărilor de transformatoare de clasa de tensiune pînă la 30 kV, la o fabricaţie de serie mare, folosirea unui cuptor tunel în care se execută uscarea (fără vid), impregnarea prin scufundare în lac, scuturarea surplusului de lac de pe bobine, evaporarea solventului şi coacerea lacului. Lungimea tunelului este de 24 m. Bobinele sînt atîrnate de cîrligele unui conveier cu cale suspendată, care are viteza de mişcare de 1 m/h In acest fel, bobinele parcurg tunelul în 24 ore. Camerele tunelului sînt dimensionate corespunzător pentru fiecare operaţiune de tratament. Avantajul acestui cuptor este cantitatea mare de înfăşurări ce pot fi tratate şi posibilitatea automatizării complete a operaţiunilor, ceiace va aduce o uniformizare a calităţii tratamentului.

3. **Tratarea izolaţiei transformatoarelor după montarea înfăşurărilor pe circuitul magnetic.** Partea transformatorului cu bobinele şi schela complet montată pe circuitul magnetic, trebuie uscată şi impregnată cu ulei înainte de introducere în cuvă.

Conform regulelor date de constructorii sovietici A. V. Panov şi A. V. Sapojnicov, tratarea izolaţiei în acest caz se face în felul următor:

a) La transformatoarele din clasa de izolaţie de înaltă tensiune de 3—35 kV uscarea se execută la 100—110°C şi se aplică vid după regimul *I* conform diagramei din figura 1. Durata totală de uscare ajunge pînă la 14 ore. Pe urmă se execută în aer la presiune normală operaţiunile mecanice finale de strîngere a pieselor de fixare a bobinelor pe circuitul magnetic şi alte operaţiuni finale înainte de coborîrea în cuvă; menţinerea în aer a părţilor uscate nu trebuie să treacă de 72 ore la clasa de izolaţie de 3—10 kV şi 48 ore la clasa de izolaţie de 35 kV. Dacă umiditatea relativă a aerului din atelier este ridicată, durata de menţinere în aer trebuie mult redusă.

b) La transformatoarele din clasa de izolaţie de înaltă tensiune de 110—220 kV uscarea părţii montate a transformatorului se începe cu o încălzire îndelungată la temperatura de 100—110°C fără aplicarea vidului. Apoi se aplică un vid discontinuu, care se urcă treptat pînă la 700—720 torri. Uscarea este terminată dacă timp de 3 ore la rînd nu se mai separă apă. Uscarea se controlează măsurînd rezistenţa de izolament, care — după cum se ştie —în timpul uscării variază după o curbă similară cu cea arătată în figura 5. Uscarea se consideră terminată dacă rezistenţa de izolament se stabilizează. Un control mai exact al mersului uscării poate fi realizat prin măsurarea capacităţii izolaţiei, pe lîngă măsurarea rezistenţei ei.

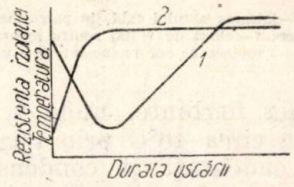


Fig. 5. Variaţia rezistenţei izolaţiei în timpul uscării bobinelor *1*—rezistenţa izolaţiei; *2*—temperatura.

Uscarea unui transformator de 110 kV durează aproximativ 24 ore. După terminarea uscării, întreaga parte montată a transformatorului se acoperă sub vid în autoclava de uscare. Pe urmă se scoate din ulei şi se execută operaţiunile mecanice finale înainte de introducerea definitivă în cuva proprie; timpul dela impregnarea cu ulei sub vid şi pînă la introducerea definitivă în ulei în cuva proprie nu trebuie să treacă de 30 ore.

După alţi constructori, operaţiunile mecanice de strîngere a pieselor ce fixează bobinele — care din cauza uscării pieselor distanţoare din preşpan au rămas lejere—se pot face şi după ce transformatorul a fost ţinut timp îndelungat la temperatura de 100—110°C şi înainte de aplicarea vidului progresiv în autoclavă sau în cuva proprie.

Pentru executarea operaţiunilor de uscare şi impregnarea cu ulei în fabrica de transformatori se întrebuinţează un cuptor mare de uscare cu ventilaţie de aer cald şi autoclavă mare pentru aplicarea vidului.

Pentru transformatorii de dimensiuni mici, cuptorul de uscare este similar cu cel descris la pct. 2 anterior (fig. 3), în care se menţin mai multe ore pînă la atingerea temperaturii de regim; pe urmă se introduc într-o autoclavă de formă dreptunghiulară echipată cu instalaţiile

arătate în figura 4 şi cu borne pentru executarea sub vid a măsurătorilor de control prescrise. Atît în cuptor, cît şi în autoclavă, la transformatoarele de dimensiuni reduse, se introduc numai părţile gata montate (fără cuvă).

Pentru transformatoarele de dimensiuni mari şi clase de izolaţie 110—220 kV, atît cuptorul

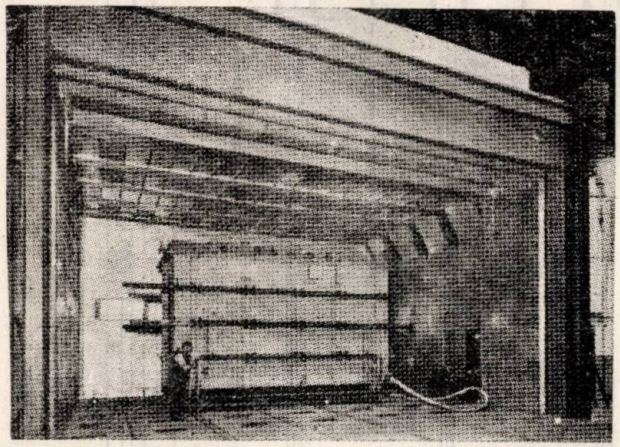


Fig. 6. Cuptor de uscare ventilat pentru transformatoare mari

de uscare, cît şi autoclava cu aplicarea vidului sînt utilaje importante, costisitoare, de dimensiuni mari echipate cu tot aparatajul de control şi conducerea automată a uscării. In figura 6 este arătat un cuptor de uscare pentru transformatoarele mari de peste 100 MVA putere. Camera cuptorului are dimensiunile : înălţimea 5,38 m, adîncimea 7 m, lăţimea 10 m. Incălzirea cuptorului este realizată prin circulaţie de aer cald, care intră într-o serie de orificii plasate pe întreg tavanul camerei şi iese prin altă serie de găuri prevăzute în podeaua cuptorului. Aerul de încălzire se întoarce în circuit închis trecînd printr-un ventilator, o baterie de încălzire cu aburi şi un filtru pentru reţinerea oricăror murdării corpusculare. Incălzirea cuptorului se poate regla automat între 90—120°C. Ventilatorul asigură o circulaţie de aer de 4 volume pe oră a cuptorului, în acelaşi timp putîndu-se primeni parţial aerul în circulaţie. In camera cuptorului se prevede posibilitatea de a se lega cuva transformatorului în curs de uscare cu un tub metalic la un ventilator suplimentar pentru a se asigura circulaţia aerului cald şi prin interiorul cuvei. Separat, cuva poate fi legată şi la o pompă de vid, pentru cazul aplicării vidului la cuva transformatorului în curs de uscare. O serie de borne plasate în peretele cuptorului asigură posibilitatea de a executa măsurătorile de control necesare. Acest cuptor se foloseşte la uscarea transformatorului fără cuvă, aşezat pe vagonete speciale, sau poate fi uscat transformatorul introdus în cuva proprie. De asemenea, transformatorul poate fi uscat sub vid în cuva proprie şi poate fi impregnat cu ulei în timp ce este încă sub vid. Cuptorul are ferestre de observaţie, iar interiorul este luminat cu lămpi fluorescente

Un alt cuptor este arătat în figura 7. Cuptorul este încălzit cu aer cald în circulaţie. In acest cuptor poate fi uscat un transformator fără cuvă, care se aşează pe un cărucior special. In interiorul cuptorului este o presă hidraulică cu trei coloane de presare, care servesc la strîngerea pieselor de fixare a bobinelor de pe cele trei coloane ale circuitului magnetic în timpul uscării După terminarea uscării şi încă în interiorul cuptorului — deci la o temperatură de aproximativ 100°C — presa hidraulică este pusă în funcţiune, bobinele fiind presate la presiunea definitivă de strîngere a lor încă în stare caldă. In această poziţie cu bobinele strînse se fixează definitiv şi buloanele de strîngere a înfăşurărilor de pe cele trei coloane. Avantajul acestui cuptor este, că strîngerea şi fixarea înfăşurărilor se face în condiţiuni optime, însă pentru impregnarea cu ulei trebuie prevăzută o altă instalaţie, cu posibilitate de aplicare a vidului.

In figura 8 este arătată o autoclavă mare, folosită pentru transformatoare foarte mari pentru tensiuni pînă la 275 kV. In această autoclavă se introduce transformatorul în cuva proprie cu un capac provizoriu. In autoclavă se încălzeşte întreg transformatorul la 110°C, el putînd fi preîncălzit înainte într-un cuptor ventilat. Pe urmă se aplică vidul prescris şi se introduce ulei pentru impregnare în cuva transformatorului, menţinîndu-se vidul în tot timpul impregnării.

In figura 9 este arătată o autoclavă proiectată în ţara noastră. In această autoclavă se pot introduce transformatoare electrice de forţă în cuva proprie de mărime pînă la circa 20 000 kVA cu dimensiuni de gabarit pînă la : lungimea 6500 mm, lăţimea 3000 mm şi înălţimea 4600 mm. Autoclava este în curs de a fi folosită la o fabrică, pentru uscarea şi impregnarea cu ulei a transformatoarelor electrice de forţă. Transformatoarele sînt introduse în cuva proprie fără radiatoare şi fără izolatori se încălzesc pînă la 100—110°C şi se aplică vidul conform regimului de uscare prescris. Pe urmă — încă sub vid — se introduce uleiul de transformator în cuva transformatorului, impregnîndu-se astfel toată izolaţia transformatorului.

Autoclava este construită din oţel ; greutatea ei este de 70 t. Incălzirea este realizată cu ajutorul unei serpentine interioare pentru aburi de circa 8 at. Izolaţia cuvei este prevăzută cu o căptuşeală internă de vată de sticlă. Vidul este asigurat de o pompă, autoclava este calculată să suporte un vid de 40—50 mm Hg. Lîngă pompa de vid este plasat condensatorul în care se adună apa condensată la extragerea umidităţii din autoclavă.

Pe un tablou electric sînt centralizate toate instrumentele de măsură. Se prevede măsurarea următoarelor elemente :

a) Vidul în autoclavă, care se înregistrează.

b) Temperatura în autoclavă, fiind prevăzut şi reglajul automat.

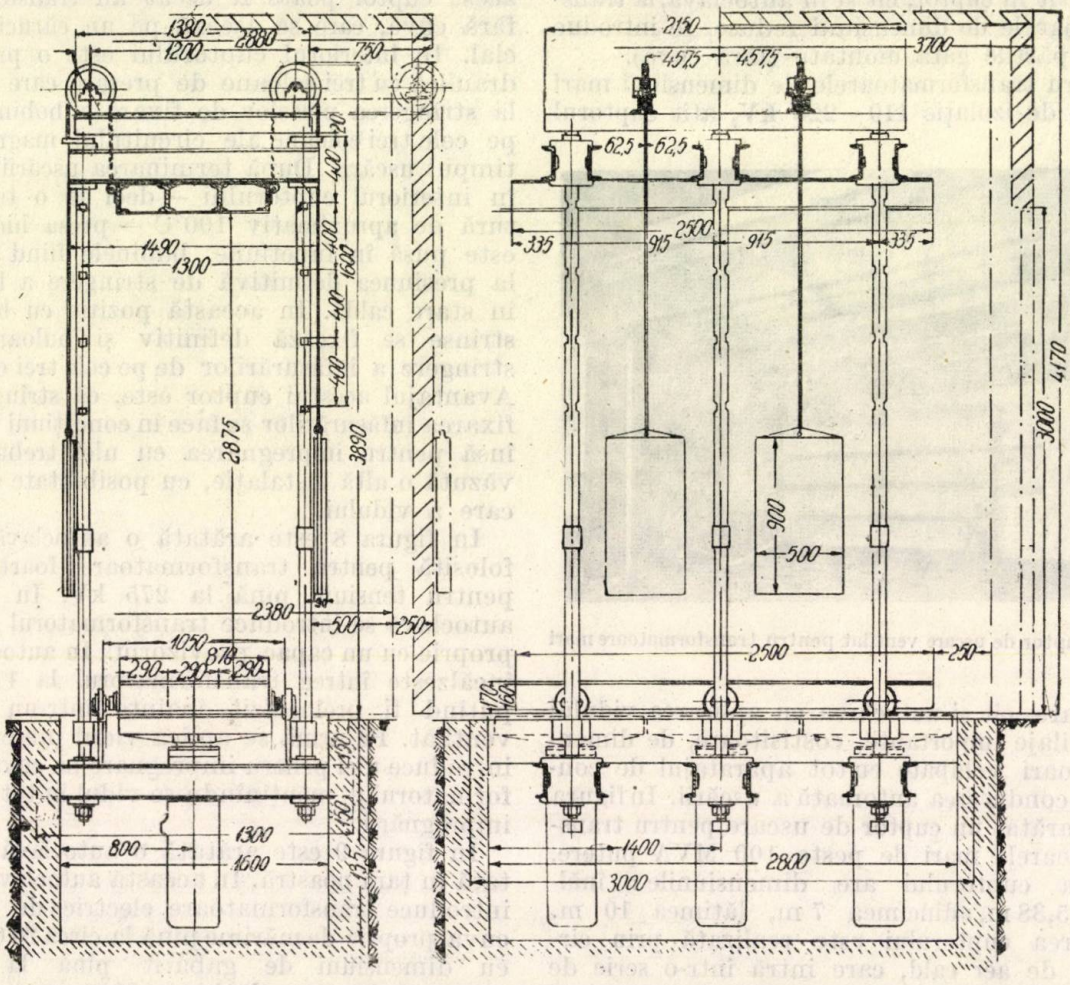


Fig. 7. Cuptor de uscare cu presă hidraulică.

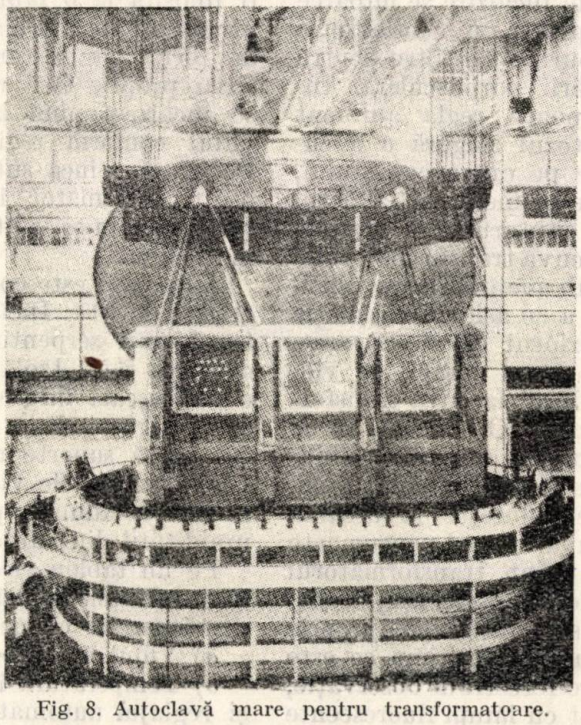


Fig. 8. Autoclavă mare pentru transformatoare.

c) Temperatura bobinelor transformatorului în curs de uscare.

d) Rezistența de izolament a transformatorului în curs de uscare.

mari de 110 kV și va ușura sensibil fabricarea în general a tuturor transformatoarelor de forță.

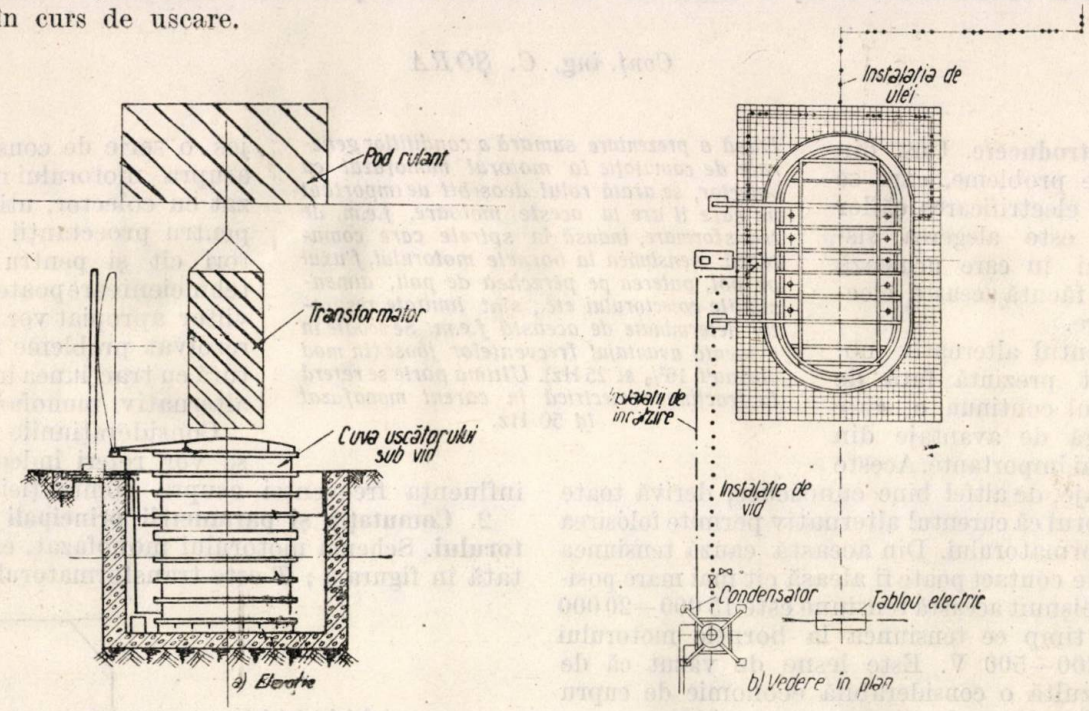


Fig. 9. Autoclavă pentru transformatoare proiectată în țara noastră.

O problemă grea la proiectarea uscătorului a fost calculul construcției metalice a cuvei. S-a ales o construcție din tablă sudată, folosindu-se ca elemente de rezistență profile I compuse din tablă solidarizate prin sudură. Această construcție are avantajul că se poate executa la fața locului, fără utilaje ample pentru pregătirea pieselor componente.

Cuva va fi sudată pe amplasamentul definitiv.

Folosirea uscătorului va permite să se treacă cu succes deplin la fabricarea transformatoarelor

Bibliografie

Calivianski V. I.: Izolația mașinilor electrice, Moscova 1949, Gosenergoizdat.

Coriţki I., Tareev B. M.: Indreptar pentru materiale electroizolante. București, 1951, Edit. OPED (M.E.E.).

Saposni ov A. V.: Construcția transformatorilor, Moscova, 1952, Gosenergoizdat.

Saharov P. V.: Tehnologia construcției aparatelor electrice, Moscova, 1950, Gosenergoizdat.

***: Transformatoare pentru rețeaua de foarte înaltă tensiune. Electrical Review, London, 1953, ianuarie, pag. 277

***: Cuptor de uscare pentru transformatoare mari Electrical Review, London, noembrie, 1952, pag. 1054.

★

ТЕХНОЛОГИЯ ОБРАБОТКИ ИЗОЛЯЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Р е з ю м е

После указания некоторых теоретических соображений насчет обработки изоляции трансформаторных обмоток, переходится к детальному рассмотрению точки зрения различных авторов и технологов по производству электрических машин и трансформаторов. Указываются также и соображения стоящие в основе проектирования и исполнения в стране установки этого рода.

CÎTEVA CONSIDERAȚII ASUPRA MOTOARELOR MONOFAZATE CU COLECTOR, FOLOSITE ÎN TRACȚIUNEA ELECTRICĂ

Conf. ing. C. ȘORA

După o prezentare sumară a condițiilor generale de comutație la motorul monofazat cu colector, se arată rolul deosebit de important pe care îl are la aceste motoare, f.e.m. de transformare, indusă în spirele care comutează. Tensiunea la bornele motorului, fluxul pe pol, puterea pe perechea de poli, dimensiunile colectorului etc., sînt limitate respectiv determinate de această f.e.m. Se scoate în evidență avantajul frecvențelor joase (în mod obișnuit $16^2/_3$ și 25 Hz). Ultima parte se referă la tracțiunea electrică în curent monofazat la 50 Hz.

1. Introducere. Una din primele probleme, care se pun la electrificarea căilor ferate este alegerea sistemului în care urmează să fie făcută această electrificare.

Curentul alternativ monofazat prezintă față de curentul continuu o serie întreagă de avantaje din cele mai importante. Aceste avantaje, de altfel bine cunoscute, derivă toate din faptul că curentul alternativ permite folosirea transformatorului. Din această cauză tensiunea liniei de contact poate fi aleasă cît mai mare posibil. Obișnuit această tensiune este 15 000—20 000 V, în timp ce tensiunea la bornele motorului este 200—500 V. Este lesne de văzut că de aci rezultă o considerabilă economie de cupru față de sistemul cu curent continuu.

Folosirea unui transformator coborîtor cu prize pentru alimentarea motorului, permite un reglaj lesnicios și economic al vitezei. De asemeni substațiile de alimentare de-a lungul liniei sînt relativ puține.

Motivul pentru care sistemul de tracțiune în curent alternativ monofazat nu este încă atît de răspîndit, se datorește în principal și faptului că nu se dispune încă de un motor de tracțiune corespunzător. In momentul de față motorul serie de curent continuu își menține încă superioritatea. S-au putut realiza mulțumitor motoare monofazate cu colector la o frecvență mai joasă obișnuit $16^2/_3$ și 25 Hz. Incercările care se fac azi în special în U.R.S.S. de a realiza un motor bun la 50 Hz precum și unele publicații asupra unor astfel de motoare pun din nou în discuție această problemă.

Problema proiectării de motoare monofazate cu colector nu a format pînă azi o preocupare curentă a fabricilor noastre de mașini electrice. Chiar și în alte părți această problemă nu este o problemă curentă.

Teoria motorului monofazat cu colector este cunoscută și se află expusă în lucrările de specialitate, din care o parte sînt arătate în bibliografia dela urmă.

In proiectarea motoarelor monofazate cu colector intervin probleme care se deosebesc fundamental de proiectarea tipurilor obișnuite de mașini electrice care nu întotdeauna sînt suficient de bine scoase în relief în tratatele de specialitate. Din această cauză vom arăta mai jos o serie de considerații asupra motorului monofazat cu colector, utile, atît pentru proectanții începători cît și pentru tinerii tehnicieni care poate într-un viitor apropiat vor avea de rezolvat probleme în legătură cu tracțiunea în curent alternativ monofazat.

Considerațiunile noastre se vor referi îndeosebi la influența frecvenței asupra comutației.

2. Comutația și parametrii principali ai motorului. Schema motorului monofazat, este arătată în figura 1; T este transformatorul de ali-

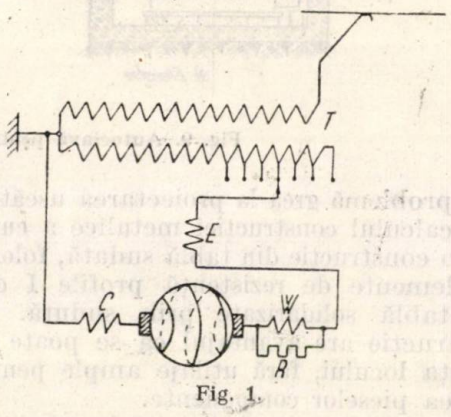


Fig. 1.

mentare al motorului (transformator cu prize, coborîtor de tensiune). In stator, motorul are trei înfășurări: de excitație E, de compensație C și de comutație W. Constructiv, se deosebește de un motor de curent continuu, prin aceea că statorul este confecționat din tole, avînd prevăzute ancoșe pentru cele trei înfășurări. Axa înfășurării de excitație, este perpendiculară pe axa periilor, iar axele înfășurării de compensație și comutație coincid cu axa periilor. Legătura dintre înfășurări trebuie astfel făcută, încît fluxul înfășurării de compensație și comutație să fie de sens contrar fluxului din indus. Spre deosebire de mașina de curent continuu, în înfășurarea indusului apar în cazul general două forțe electromotoare. Forța electromotoare de rotație similară celei care apare în mașina de curent continuu și forța electromotoare de transformare (statică), care nu există la mașina de curent continuu.

F.e.m. de rotație U_{er}, ia naștere prin rotirea indusului, în cîmpul magnetic alternativ, produs de înfășurarea de excitație. Valoarea efectivă a acestei f.e.m., este dată de relația:

$$U_{er} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot w_a \cdot p \cdot n \cdot \Phi \cdot 10^{-8} \text{ V} \qquad (1)$$

în care :

$w_a = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2a}$ este numărul de spire pe cale de înfășurare ;

p — numărul perechilor de poli ;

n — turația în rot/s ;

Φ — fluxul pe pol în maxwell.

La orice turație, frecvența f.e.m. de rotație, este egală cu frecvența curentului de excitație, adică cu frecvența rețelei. Ceea ce se schimbă odată cu variația turației este valoarea acestei f.e.m.F.e.m. de rotație U_{er}, este în fază cu

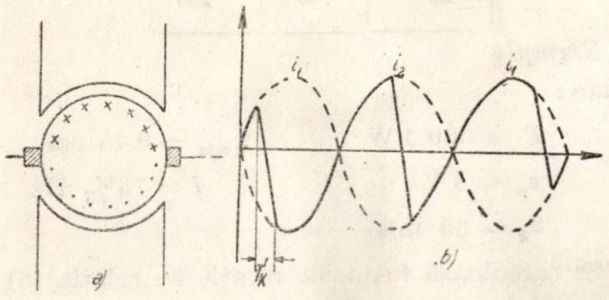


Fig. 2.

fluxul inductor. Este evident atunci, că dacă în axa periilor avem un flux magnetic alternativ (fluxul de excitație), în înfășurarea indusului se va induce o f.e.m. de transformare.

Trecînd acum la efectul transformatoric al fluxului de excitație este ușor de văzut că la perii nu va apare nici un fel de forță electromotoare, atîta timp cît periile sînt așezate pe axa neutră, așa cum este totdeauna cazul în mașinile monofazate cu colector. In schimb această forță electromotoare apare în spirele care comutează.

Curenții care străbat conductorii înfășurării indusului, sub polii de semn contrar, au sensuri contrare (fig. 2 *a*). La trecerea unei spire de pe o cale de înfășurare în alta curentul în spiră schimbîndu-și sensul, apare o f.e.m. de autoinducție ε_s ca și în curent continuu. La motorul monofazat cu colector însă, comutația poate să aibe loc pentru o valoare momentană oarecare a curentului, deoarece indusul este străbătut de un curent alternativ. Deoarece timpul de comutație în medie este 1/30 — 1/50 dintr-o perioadă, variația curenților în acest interval de timp, se poate neglija. In fig. 2 *b* este arătată comutația pentru o anumită spiră ; ea are loc la diferite valori momentane ale curentului alternativ. Acest tablou se schimbă dela spiră la spiră. F.e.m. de autoinducție în spirele care comutează, este proporțională cu valoarea curentului $i_p = i_1 + i_2$ din acel moment (fig. 2 *b*). Cum sub o perie vor trece mereu alte spire, înseamnă că variația în timp a f.e.m. de autoinducție, în diferitele spire scurtcircuitate de o perie, urmărește forma curentului alternativ. F.e.m. de autoinducție maximă, apare în spirele care comutează atunci cînd curentul trece prin valoarea maximă. Rezultă deci că f.e.m. de autoinducție în spirele care comutează, este în fază cu curentul care străbate înfășurarea indusului. F.e.m. de autoinducție, se calculează pentru cazul cel mai defavorabil, cînd curentul trece prin valoarea maximă $I\sqrt{2}$, aplicînd formulele dela mașina de curent continuu, în care în loc de A (încărcarea liniară), vom pune $A\sqrt{2}$.

$$\varepsilon_s = 2 \cdot L \cdot w_k \cdot \xi \cdot \sqrt{2} \cdot A \cdot \vartheta_a \cdot 10^{-8} \text{V} \qquad (2)$$

unde :

L este lungimea indusului (cm) ;

w_k — numărul de spire care comutează ;

ξ — permeanța specifică ;

A — încărcarea liniară (A/cm) ;

ϑ_a — viteza periferică a indusului (m/s).

Spre deosebire de mașina de curent continuu, unde în spirele care comutează, apare o f.e.m. de autoinducție, la motorul monofazat cu colector, pe lîngă această tensiune așa cum s-a arătat, mai apare și o f.e.m. de transformare, prin faptul că în timpul comutației, suprafața spirelor scurtcircuitate de perii, este perpendiculară pe axa înfășurării de excitație, fiind astfel înlănțuite de întreg fluxul alternativ al acestei înfășurări (fig. 3). Notăm această f.e.m. cu ε_p. Se vede că față de mașina de curent continuu, condițiile de comutație sînt mai grele. F.e.m. este indusă în spirele care comutează, indiferent de faptul dacă rotorul este, sau nu în rotație.

In spirele care comutează cele două f.e.m. sînt ε_p după relația (3) și ε_s după relația (2). Așa cum arată relația (2) ε_s apare însă numai cînd indusul se află simultan atît în rotație cît și în sarcină. In aceste condiții se arată că aceste două forțe electromotoare se pot compensa parțial, și deci condițiile de comutație sînt mai favorabile. Situația cea mai grea pentru comutație este la pornire. Experiența

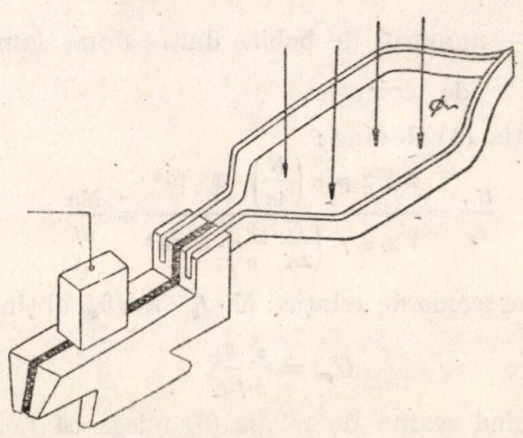


Fig. 3.

arată că o comutație satisfăcătoare este numai atunci cînd f.e.m. necompensată în spirele care comutează nu întrece 2—2,5 V (L.M. Piotrovski, Mașini electrice, pg. 735, Ed. Tehnică).

Spre deosebire de proiectarea oricărei altfel de mașină electrică, forța electromotoare de

transformare în spirele care comutează este esențială și este punctul de plecare pentru proiectarea mașinii monofazate cu colector. Expresia acestei f.e.m. de transformare este dată de relația (fig. 4):

$$\varepsilon_p = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f \cdot w_k \cdot \Phi \cdot 10^{-8} \text{ V} \qquad (3)$$

în care:

w_k este numărul de spire dintre două lamele de colector (care comutează);

$w_k = W_b \frac{p}{a}$, în care W_b este numărul de spire pe o bobină, iar $\frac{p}{a}$ este numărul de bobine dintre două lamele de colector.

Fluxul pe poli, puterea pe poli, tensiunea la bornele motorului, numărul de conductori ale înfășurării indusului, numărul lamelelor de colector etc. sînt determinate respectiv limitate de această f.e.m.

Se poate arăta că f.e.m. de transformare ε_p este proporțională cu f.e.m. de rotație U_{er} a motorului. Ținînd seama de relațiile (1) și (3) facem raportul celor două tensiuni:

$$\frac{U_{er}}{\varepsilon_p} = \frac{2\sqrt{2}\, p\, n \cdot w_k \cdot \Phi \cdot 10^{-8}}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot w_k \cdot \Phi \cdot 10^{-8}} \qquad (4)$$

Notînd cu N, numărul total de conductori ai înfășurării indusului și cu K, numărul lamelelor de colector, numărul de spire dintre două lamele de colector, va fi:

$$w_k = \frac{N}{2K} \cdot \frac{p}{a};$$

în care:

$\frac{N}{2K}$ este numărul de spire pe o bobină;

$\frac{p}{a}$ — numărul de bobine dintre două lamele de colector.

Relația (4) devine:

$$\frac{U_{er}}{\varepsilon_p} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot p \cdot n \left(\frac{N}{4a}\right) \cdot \Phi \cdot 10^{-8}}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot \left(\frac{N}{2K} \cdot \frac{p}{a}\right) \cdot \Phi \cdot 10^{-8}} = \frac{Kn}{\pi f}. \qquad (5)$$

Ținînd seama de relația: $K \cdot t_k \cdot n = \vartheta_k$, obținem

$$U_{er} = \frac{\varepsilon_p \cdot \vartheta_k}{\pi \cdot f \cdot t_k}. \qquad (6)$$

Ținînd seama de relația (6) reiese că f.e.m. de rotație, este invers proporțională cu frecvența și depinde de raportul dintre viteza periferică a colectorului ϑ_k și pasul la lamela de colector t_k. De aici rezultă avantajul unei frecvențe joase ($16^2/_3$, care este caracteristică tracțiunei electrice în curent monofazat). Cu cît frecvența este mai mică, la același ε_p f.e.m. de rotație U_{er} poate să fie mai mare. Tensiunea la bornele motorului este cu circa 10—20% mai mare decît f.e.m. de rotație diferența dintre ele, reprezentînd căderea de tensiune în motor. La flux constant, ε_p este independentă de turație. Valorile uzuale ale f.e.m. de rotație și tensiuni la bornele motorului, sînt trecute în tabela 1 (P. N. Sliahto, Materialul rulant al căilor ferate electrice, 1951, pg. 97).

Tabela 1

Frecvența Hz	U_{er} V	U_b V
$16^2/_3$	400—560	450—600
25	270—340	330—400
50	180	230

Exemplu

Date:

$P = 500$ kW $\qquad t_{k\,min} = 0{,}45$ cm

$\varepsilon_p = 3$ V $\qquad f = 16^2/_3$ Hz

$\vartheta_k = 30$ m/s

Se calculează f.e.m. de rotație cu relația (6)

$$U_{er} = \frac{\varepsilon_p \cdot \vartheta_k}{\pi \cdot f \cdot t_k} = \frac{3.3000}{\pi \cdot 16^2/_3 \cdot 0{,}45} = 380 \text{ V}.$$

Admițînd o cădere de tensiune de circa 15—20%, tensiunea la borne va fi $U_b \approx 450$ V. Dacă se admite: $\eta = 0{,}90$ și $\cos \varphi = 0{,}95$ rezultă:

$$I = \frac{500 \cdot 10^3}{450 \cdot 0{,}90 \cdot 0{,}95} = 1\,300 \text{ A}.$$

In aceleași condiții, dacă motorul este alimentat la 50 Hz, avem

$U_{er} = 127$ V, iar $U_b = 160$ V.

Admițînd $\eta = 0{,}90$ și $\cos \varphi = 0{,}90$, rezultă:

$$I = \frac{500 \cdot 10^3}{160 \cdot 0{,}90 \cdot 0{,}90} = 3\,850 \text{ A}.$$

La 50 Hz, suprafața de așezare a periilor și implicit colectorul, vor fi de aproximativ trei ori mai mare decît la frecvența de $16^2/_3$ Hz.

* * *

O altă mărime care depinde de f.e.m. de tranformare ε_p este tensiunea dintre două lamele de colector. Tensiunea mijlocie, dintre două lamele de colector este dată de relația

$$\varepsilon_{med} = \frac{2p}{K} \cdot U \qquad (7)$$

U fiind tensiunea dintre două perii de semn contrar.

Inlocuind pe K cu valoarea rezultată din relația (5) și ținînd seama că $f = p \cdot n_s$, în care n_s este turația de sincronism, obținem

$$\varepsilon_{med} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{n}{n_s} \cdot \frac{U}{U_{er}} \cdot \varepsilon_p. \qquad (8)$$

Insă, ca și în curent continuu, tensiunea maximă dintre două lamele de colector, este hotărîtoare pentru arcul circular la colector. La

motoarele moderne de tracțiune, această valoare maximă nu depășește 30—35 V. Ținînd seama de faptul că ε_{med} reprezintă o tensiune mijlocie, și de repartiția cîmpului magnetic pe pas polar, valoarea tensiunii maxime dintre două lamele, corespunzătoare conductorilor care se găsesc pe porțiunea $\alpha\tau_p$, va fi de $\frac{\tau_p}{b_i} = \frac{1}{\alpha}$ ori mai mare.

Admițînd pentru α (acoperirea polară), valoarea 0,7, obținem :

$$\varepsilon_{max} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{n}{n_s} \cdot \varepsilon_p \approx 1{,}35 \cdot \frac{n}{n_s} \cdot \varepsilon_p. \quad (9)$$

Pentru ca $\varepsilon_{max} < 30$ V, la $\varepsilon_p = 3$ V, turația relativă $\frac{n}{n_s}$, nu trebuie să fie mai mare decît 7,4. Dacă este mai mare se va admite un ε_p mai mic decît 3V.

De mărimea forței electromotoare de transformare, după cum rezultă din relația (3) depind principalii parametri care definesc comportarea mașinii : de fluxul magnetic pe pol și frecvența rețelei. Deoarece f.e.m. de transformare este limitată pentru a mări fluxul pe pol și implicit puterea pe perechea de poli (la frecvență dată), în majoritatea cazurilor, la motoarele monofazate cu colector folosite în tracțiunea electrică, se utilizează bobinaj paralel simplu $\frac{p}{a} = 1$ și o singură spiră secție $w_k = 1$. In relația (3) lipsește factorul de bobinaj, care s-a presupus egal cu unitatea f.e.m. de transformare la pornire, nu trebuie să depășească 3,5—4 V, iar în mers circa 3 V. Această valoare este potrivită pentru locomotivele electrice, caracterizate prin opriri mai rare. Dacă opririle sînt mai dese (automotoare) nu se trece de 2,5—3 V.

Fluxul maxim pe pol pentru $\varepsilon_p = 3$V ; $f = 16^2/_3$ Hz și $w_k = 1$ va fi ;

$$\Phi = \frac{\varepsilon_p \cdot 10^8}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f} = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot 16^2/_3} = 4{,}05 \cdot 10^6 \text{ maxwell.}$$

la 50 Hz ... $\frac{4{,}05}{3} \cdot 10^6 = 1{,}35 \cdot 10^6$ maxwell.

Limitarea fluxului pe pol, aduce după sine și limitarea puterii pe perechea de poli. Acest lucru arată de ce se pornește dela relațiile :

$$\begin{cases} \frac{P}{p} = \frac{U_{e_r} \cdot I}{p} \\ U_{er} = 2\sqrt{2} \cdot p \cdot n \cdot w_a \cdot \Phi \cdot 10^{-8} \\ \varepsilon_p = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot w_k \cdot f \cdot \Phi \cdot 10^{-8} \end{cases}$$

Inlocuind pe U_{er} din prima relație, cu valoarea scoasă din relația a doua, în care fluxul Φ este exprimat cu ajutorul relației a treia și ținînd seama de expresia încărcării liniare

$$A = \frac{N \cdot I_a}{4a \cdot p \cdot \tau_p} = \frac{N \cdot I_a}{2 \cdot a \cdot 2_p \cdot \tau_p}$$

obținem

$$\frac{P}{p} = \frac{2 \cdot \tau_p \cdot p \cdot A}{\pi \cdot f} \cdot n \cdot \varepsilon_p \quad w_k = 1 \quad (10)$$

Facem înlocuirea : $2\ p \cdot \tau_p \cdot n = \vartheta_a$ (viteza periferică a indusului).

Dacă ϑ_a se exprimă în m/s, iar P în kW, obținem :

$$\frac{P}{p} = \frac{\vartheta_a \cdot A \cdot \varepsilon_p}{10 \cdot \pi \cdot f}. \quad (11)$$

Incărcarea liniară este limitată de f.e.m. de autoinducție, care variază direct proporțional cu A (relația 2).

Relația (11) se mai poate scrie și sub forma :

$$\frac{P}{p} = \frac{\varepsilon_p \cdot \varepsilon_s}{2\pi f \cdot L \cdot \xi \cdot w_k} \cdot 10^5 \text{ kW}.$$

Dacă de exemplu se ia : $\xi = 4{,}5$, $\varepsilon_p = 3$V, $\varepsilon_s = 8$V și $w_k = 1$, obținem

— la $f = 16^2/_3$ Hz . . pt. $L = 35$ cm . . . . . $\frac{P}{p} = 145$ kW

— la $f = 50$ Hz . . . pt. $L = 26$ cm . . . . . $\frac{P}{p} = 65$ kW

Valorile uzuale ale puterii pe perechea de poli, sînt cuprinse în tabela 2.

Tabela 2

Frecvența Hz	$16^2/_3$	25	50
$\frac{P}{p}$ kW	120—150	80—100	50—70

Valorile cuprinse în tabela 2, presupun o construcție foarte îngrijită, din care cauză, în exploatare vom întîlni în mod obișnuit, motoare cu performanțe mai slabe.

Relația (11) este foarte utilizată la proiectare. Din ea se deduce produsul $p\,A$:

$$p \cdot A = \frac{P \cdot 10 \cdot \pi \cdot f}{V_a \cdot \varepsilon_p}. \quad (12)$$

Pentru a determina numărul perechilor de poli, este necesar să se cunoască încărcarea liniară A. Din expresia f.e.m. de autoinducție ε_s se obține

$$A = \frac{\varepsilon_s \cdot 10^8}{2 \cdot w_k \cdot \vartheta_a \cdot L \cdot \xi}. \quad (13)$$

Dacă se admite $\varepsilon_s = 5—6$V, pentru lungimile obișnuite ale acestor motoare (care din condiții de gabarit nu depășesc 35—40 cm), obținem o încărcare liniară de 350—450 A/cm. Obișnuit, se tinde spre o valoare mai mare pentru A, deoarece la dimensiuni date, crește puterea pe care o putem obține. Incărcarea liniară este însă limitată de încălzire și de condițiile unei bune comutații, care implică încărcare liniară mică.

Numărul perechilor de poli obținut, se va rotunji la cel mai apropiat număr întreg, urmînd să se modifice corespunzător celelalte mărimi pentru ca relația (12) să fie verificată.

Putem determina acum, lungimea indusului din relația

$$L = \frac{\Phi}{\alpha \cdot \tau_p \cdot B_\delta} \cdot \qquad (14)$$

Fluxul pe pol va rezulta din condiția ca f.e.m. de transformare ε_p să nu depășească valorile admisibile. Ținînd seama de expresia acestei f.e.m., obținem

$$L = \frac{\varepsilon_p \cdot 10^8}{\alpha \cdot \tau_p \cdot B_\delta \cdot \pi \cdot \sqrt{2} \cdot f} \cdot \qquad (15)$$

Inducția maximă din întrefier B_δ se ia în funcție de raportul $\frac{f_2}{f_1}$ în care $f_2 = \frac{p \cdot n}{60}$, iar f_1 frecvența rețelei. In mod obișnuit B_δ este 7000—9000 gauss.

Exemplu

Date :

Frecvența	$16^2/_3$ Hz
Puterea uniorară	450 kW
Turația în regim uniorar	910 rot/min.
D_a (diametrul indusului)	70 cm.

Diametrul indusului s-a determinat în urma unor prealabile calcule, el corespunzînd condițiilor de gabarit impuse.

Admițînd valoarea f.e.m. în regim uniorar de 3 V, determinăm produsul $p.A$ din relația (12).

$$p \cdot A = \frac{P \cdot 10 \cdot \pi \cdot f}{\vartheta_a \cdot \varepsilon_p} = \frac{450 \cdot 10 \cdot \pi \cdot 16^2/_3}{\frac{\pi \cdot 0{,}70 \cdot 910}{60} \cdot 3} = 2340.$$

Incărcarea liniară, se determină din relația (13), în care se admite : $w_k = 1$, $L = 35$ cm, $\xi = 5$ și $\varepsilon_s = 5$V. Cu aceste valori obținem :

$$A = \frac{5 \cdot 10^8}{2 \cdot 1 \cdot 35 \cdot 33{,}4 \cdot 5} = 430 \text{ A/cm.}$$

Deoarece puterea și turația sînt date pentru regimul uniorar, și încărcarea liniară determinată corespunde acestui regim. La motoarele monofazate cu colector, raportul dintre puterea de durată și puterea uniorară (P_d/P_h) este 0,7—0,9. Valorile mai mici se referă la motoare cu autoventilație, iar cele mai mari pentru motoare cu ventilație exterioară.

Ținînd seama de valoarea lui A, obținem :

$$p = \frac{2340}{430} = 5{,}45$$

Alegem $p = 5$. Va rezulta o încărcătură liniară

$$A = \frac{2340}{5} = 468 \text{ A.}$$

Alegînd $B_\delta = 7900$ gauss, determinăm lungimea indusului din relația (14)

$$L = \frac{\varepsilon_p \cdot 10^8}{\alpha \cdot \tau_p \cdot B_\delta \cdot \pi \cdot \sqrt{2} \cdot f},$$

în care :

$$\varepsilon_p = 3\text{V}$$
$$\alpha = 0{,}65 - 0{,}7$$
Admitem $\alpha = 0{,}67$

$$\tau_p = \frac{\pi \cdot D_a}{2_p} = \frac{\pi \cdot 70}{2 \cdot 5} = 22 \text{ cm.}$$

Inlocuind, obținem :

$$L = \frac{3 \cdot 10^8}{0{,}67 \cdot 22 \cdot 7900 \cdot \pi \cdot \sqrt{2} \cdot 16^2/_3} = 35 \text{ cm,}$$

care corespunde condițiilor impuse de gabarit.

Fluxul pe pol, în regim uniorar, va fi :

$\Phi = B_\delta (\alpha \cdot \tau_p \cdot L) = 7900 \cdot 0{,}67 \cdot 22 \cdot 35 = 4{,}05 \cdot 10^6$ maxwell.

In timp ce f.e.m. de autoinducție în spirele care comutează depinde de intensitatea curentului, de turație și este în fază cu curentul, f.e.m. de transformare ε_p în spirele care comutează, depinde de flux și de frecvența rețelei și este defazată cu 90° în urma fluxului. Faptul că cele două f.e.m. care apar la un motor monofazat cu colector în spirele care comutează sînt defazate diferit față de curentul din indus și depind de mărimi diferite, face ca îmbunătățirea condițiilor de comutație prin înfășurări de comutație, să fie o problemă mai dificilă decît în curent continuu. In prezentul articol nu se va examina prea detaliat această problemă a cărei tratare este expusă în lucrările menționate la urmă.

Se menționează că anihilarea în partea celor două f.e.m. care apar în spirele care comutează, se realizează în mod curent, prin montarea unei rezistențe R, în paralel cu înfășurarea de comutație (fig. 1). Prin aceasta, fluxul produs de înfășurarea de comutație va fi defazat în urma curentului principal. Pentru anihilarea cea mai completă a f.e.m. rezultante (a celor două f.e.m. ε_s și ε_p), acest unghi trebuie să fie egal cu unghiul dintre f.e.m. rezultantă și curentul principal.

3. **Motorul monofazat cu colector la 50 Hz.** Dificultățile legate de obținerea unui curent de frecvență mai joasă ($16^2/_3$—25 Hz) care s-a impus în tracțiunea electrică, în deosebi din cauza comutației, au determinat pe oamenii de știință să studieze diferite montaje, care să asigure o comutație bună, la frecvența de 40 Hz. In procesul de dezvoltare al motoarelor monofazate cu colector, alimentate la frecvența de 50 Hz, se pot menționa diferite încercări de a limita curentul în spirele care comutează. Astfel, între lamelele de colector și capetele de bobină, s-au intercalat niște rezistențe. Atît această încercare cît și multe altele care s-au făcut, nu pot fi considerate însă ca soluții satisfăcătoare. O schemă originală pentru un motor monofazat cu colector alimentat la 50 Hz a fost propusă de Prof. V. C. Benedict în anul 1935 (fig. 4).

Cu titlu informativ, prezentăm descrierea acestui motor.

Distingem două circuite de lucru : circuitul principal, numit și circuit longitudinal și un circuit secundar sau transversal. Circuitul

principal, conține înfățurarea de excitație E_1, periile *1* și *2*, înfășurarea de comutație W_1 și de compensație C_1. Acesta este un circuit obișnuit al unui motor serie monofazat. Circuitul secundar, cuplat transformatoric cu circuitul prin-

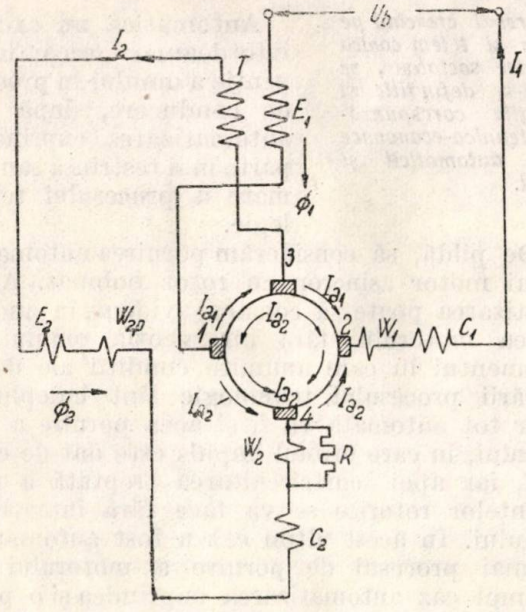


Fig. 4.

cipal (prin transformatorul T), conține o înfășurare de excitație E_2, de compensație C_2, două înfășurări de comutație W_{2p} și W_2 și periile *3* și *4*. Înfășurarea de comutație W_2, este șuntată de o rezistență, ca la orice motor serie monofazat cu colector. Acțiunea combinată a înfășurărilor de comutație din cele două circuite, permite compensarea f.e.m. rezultante $\varepsilon_R = \sqrt{\varepsilon_s^2 + \varepsilon_p^2}$, în spirele care comutează.

Înfășurarea W_1 creiază în zona neutră a periilor principale *1* și *2*, cîmpul magnetic de comutație, în fază cu curentul principal I_1, necesar anihilării f.e.m. de autoinducție ε_s. Înfășurarea de comutație W_{2p}, creiază în aceiași zonă, un cîmp magnetic Φ_{2p} defazat față de cîmpul înfășurării W_1 (fig. 5), din cauză că și curentul I_2 care străbate înfășurarea W_{2p}, este defazat față de curentul I_1, care străbate înfășurarea W_1.

Prin rotație, fluxul Φ_{2p}, creiază în spirele care comutează o f.e.m. a cărei componentă perpendiculară pe direcția lui I_1, va anihila f.e.m. de transformare ε_p.

F.e.m. produsă de fluxul Φ_{2p}, variază invers proporțional cu turația motorului. Cînd turația crește, curentul I_2 din circuitul suplimentar scade, din cauza micșorării curentului principal I_1 și invers, ceeace este de dorit pentru o bună comutație. Deci, înfășurarea de comutație W_1, servește pentru anihilarea f.e.m. de autoinducție ε_s care ia naștere în spirele scurtcircuitate de periile *1* și *2*, iar înfășurarea W_{2p}, pentru anihilarea f.e.m. de transformare ε_p din aceleași spire. Anihilarea f.e.m. (de autoinducție și transformare) care iau naștere în spirele scurtcircuitate de periile *3* și *4* (circuitul secundar), se face prin procedeul obișnuit de șuntare a înfășurării de comutație W_2.

In afară de condițiile mai bune de comutație în comparație cu motorul obișnuit serie monofazat, motorul lui Benedict, este caracterizat prin condiții de pornire mai bune, în spe-

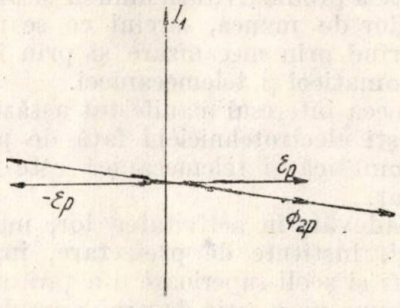


Fig. 5.

cial cuplul de pornire mai mare și pierderi relativ mai mici în înfășurarea indusului, pentru o f.e.m. de transformare în spirele care comutează, în jurul de 3—4 V.

Pe lîngă avantajiile amintite, motorul lui Benedict are un defazaj mic (cos φ mare), deoarece în timpul funcționării, la periile *3* și *4* apare o f.e.m. de rotație, care îmbunătățește factorul de putere (ca și la motorul cu repulsie compensat). Motorul lui Benedict, are o caracteristică de turație serie, potrivită pentru tracțiunea electrică.

Un dezavantaj al motorului lui Benedict, este construcția complicată, datorită numărului mare de înfășurări ale statorului. Din acest motiv, el nu corespunde condițiilor de bună exploatare, care se impun motoarelor electrice de tracțiune. Ulterior Prof. Kostenko a adus îmbunătățiri acestui motor. In prezent în U.R.S.S., motorul monofazat cu colector la 50 Hz, constituie o problemă importantă, în curs de a fi soluționată în mod perfect.

Bibliografie

[1] *Piotrovski M. L.*: Mașini electrice, 1949.
[2] *Sliahto N. P.*: Materialul rulant al căilor ferate electrice, 1951.
[3] *Alexeev E. A.*: Motoare electrice de tracțiune, 1951.

★

НЕКОТОРЫЕ СООБРАЖЕНИЯ ОТНОСИТЕЛЬНО ОДНОФАЗНЫХ КОЛЛЕКТОРНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В ЭЛЕКТРОТЯГЕ

Резюме

После краткого представления общих условий коммутации у однофазного коллекторного двигателя, указывается особое значение э.д.с. трансформации, наведенной в коммутирующих витках, этих двигателей. Напряжение на зажимах двигателя, поток через полюс, мощность пары полюсов, размеры коллектора и т. д. ограничиваются, соответственно определяются этой э.д.с. Подчеркиваются преимущества низких частот (обычно $16^2/_3$ и 25 гц). Последняя часть касается электротяги однофазным током в 50 гц.

AUTOMATICA ŞI TELEMECANICA

DEFINIŢII ŞI PARTICULARITĂŢI

Ing. M. DUMA

După ce se subliniază interesul crescînd pe care îl prezintă automatica şi telemecanica pentru dezvoltarea industriei socialiste, se face o sistematizare, dîndu-se definiţiile şi descriindu-se particularităţile corespunzătoare. Se arată avantajele tehnico-economice şi importanţa introducerii automaticii şi telemecanicii.

Dezvoltarea industriei este legată de mecanizarea şi automatizarea pe scară tot mai largă a proceselor tehnologice. Directivele Congresului al XIX-lea al P.C.U.S. prevăd o serie de sarcini însemnate în această direcţie. In faţa tinerei noastre industrii socialiste stau de asemenea sarcinile ridicării necontenite a productivităţii muncii şi ale uşurării condiţiilor de muncă, sarcini ce se rezolvă în primul rînd prin mecanizare şi prin introducerea automaticei şi telemecanicei.

De aceea interesul manifestat astăzi de mulţi specialişti electrotehnicieni faţă de problemele de automatică şi telemecanică este pe deplin justificat.

Intr-adevăr, în activitatea lor, multe întreprinderi, institute de proiectare, institute de cercetări şi şcoli superioare din ţară au început să se ocupe de o serie de probleme de automatică şi telemecanică. Insă, după părerea noastră, în acest domeniu lipseşte o sistematizare, lipseşte o terminologie unitară, lipseşte definirea şi delimitarea diferitelor noţiuni cu care operează automatica, ceea ce duce adeseori la confuzii supărătoare In cele ce urmează vom încerca să dăm o asemenea sistematizare, bazată pe terminologia încetăţenită în literatura de specialitate şi practica sovietică.

* * *

Automatica este totalitatea procedeelor şi a utilajului care înlocuieşte integral sau parţial omul în conducerea procesului tehnologic.

Mecanizarea constă în înlocuirea muncii fizice a omului în procesul tehnologic, în timp ce automatizarea constă în înlocuirea muncii lui intelectuale ; mecanizarea atinge însăşi esenţa procesului tehnologic şi în special partea lui energetică, în timp ce automatizarea se referă la conducerea procesului tehnologic.

De pildă dacă un cuptor S. M. este prevăzut cu acţionarea electrică a supapelor, care inversează circuitul gazelor în cuptor la apăsarea unor butoane de pe tabloul de comandă, operaţia nu este automatizată, ci numai mecanizată ; oţelarul nu depune efortul fizic necesar deplasării supapelor, dar trebuie să urmărească acul milivoltmetrului acţionat de termocuplu şi, la o temperatură dată, cunoscută de el, trebuie să vină şi să apese pe buton. Operaţia va fi automatizată atunci cînd omul va fi înlăturat şi din procesul de conducere, adică atunci cînd un aparat va declanşa dispozitivul de inversare a supapelor la atingerea temperaturii (de fapt a diferenţei de temperaturi) necesare, fără intervenţia omului.

Automatica nu exclude întotdeauna orice intervenţie a omului în procesul de conducere, după cum automatizarea cuprinde o parte mai restrînsă sau mai mare a procesului tehnologic.

De pildă, să considerăm pornirea automată a unui motor asincron cu rotor bobinat. Automatizarea poate să constea, evident, în anclanşarea motorului fără intervenţia omului, în momentul în care anumite condiţii ale desfăşurării procesului tehnologic sînt îndeplinite. Dar tot automată va fi şi acea pornire a motorului, în care primul impuls este dat de către om, iar apoi scurtcircuitarea treptată a rezistenţelor rotorice se va face fără intervenţia omului. In acest ultim caz a fost automatizat numai procesul de pornire a motorului ; în primul caz automatizarea cuprindea şi o parte sau întregul proces tehnologic deservit de motor.

Tot astfel, în exemplul anterior, chiar dacă declanşarea inversării supapelor se face de la tablou, operaţia poate fi parţial automatizată prin oprirea automată a motoarelor (cu ajutorul unor contacte limitative) în momentul în care operaţia de inversare s-a efectuat.

Conducerea procesului tehnologic constă în comandă, reglaj şi control.

Comanda constă în asigurarea pornirii procesului tehnologic sau a unei părţi a lui, a opririi sau în general a trecerii de la un regim de funcţionare la altul. Deci, operaţiunea de comandă se referă numai la anumite momente de timp, în care în desfăşurarea procesului tehnologic trebuie să se producă o schimbare radicală. Cele două exemple de mai sus erau exemple de comandă.

Reglajul constă în asigurarea în timp a unor valori date ale anumitor parametri ai procesului tehnologic. Deci operaţiunea de reglaj se referă la întreaga durată a procesului tehnologic sau a unei faze a lui ; reglajul acţionează asupra unor laturi cantitative ale procesului tehnologic.

Reglajul stabilizator asigură menţinerea în timp a unor parametri între anumite limite ; de exemplu reglajul de tensiune sau cel de frecvenţă într-un sistem energetic.

Reglajul programatic asigură modificarea în timp a unor parametri după un grafic (program) dinainte stabilit ; de exemplu reglajul de putere a unei centrale după graficul de sarcină zilnic.

Reglajul de urmărire (cu ajutorul aşa numitelor sisteme de urmărire) asigură modificarea unor parametri în funcţie de anumite valori ale

unor parametri externi independenți; de exemplu reglarea puterii unei hidrocentrale după nivelul apei în bazin, sau reglarea poziției unui ax sub sarcină mecanică însemnată în funcție de poziția unui ax indicator.

Fără îndoială, reglajul stabilizator poate fi considerat ca un caz particular al reglajului programatic, care la rîndul său poate fi socotit ca un caz particular al reglajului de urmărire.

Operațiile auxiliare de conducere, ce nu intervin nemijlocit în desfășurarea procesului tehnologic propriu zis, sînt operații de *control*. Printre ele se numără:

Semnalizarea — indicarea atingerii unor valori date ale unor parametri ai procesului tehnologic, sau în genere indicarea stării sau regimului de lucru al instalațiilor.

Măsura — indicarea, continuă sau discretă, permanentă sau sporadică, a valorilor curente ale unor parametri ai procesului tehnologic.

Evidența — înregistrarea rezultatelor cantitative și calitative ale procesului tehnologic, de exemplu numărarea pieselor produse.

Sortarea — repartizarea produselor după valorile discrete ale anumitor parametri, de exemplu sortarea bilelor de rulmenți după diametru și ovalitate în remaniabile, bune (în cîteva clase) și rebutate.

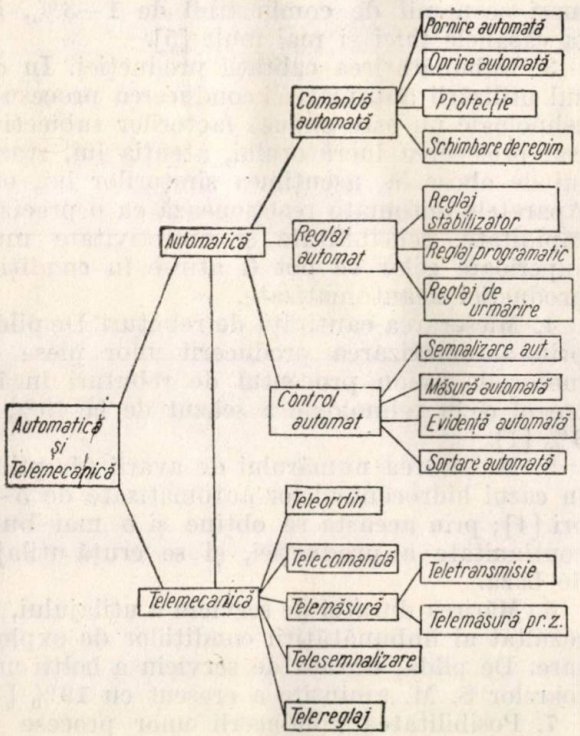


Fig. 1.

Toate aceste operații se pot automatiza. Desigur, măsurarea tensiunii cu ajutorul unui voltmetru se produce fără intervenția omului, totuși, aceasta nu este o operație automată, deoarece nu înlocuiește nici o operație umană. In schimb măsurarea fără consum de putere a unei tensiuni cu ajutorul unui compensator automat, care se echilibrează „singur" este o măsurătoare automată, iar însuși procesul de echilibrare a punții constituie un reglaj de urmărire (poziția cursorului „urmărește" valoarea tensiunii măsurate, fără ca operatorul să trebuiască să constate dezechilibrul punții și să deplaseze el cursorul pînă la obținerea echilibrului).

Aci este locul să spunem că tehnica măsurătorilor, electrice și neelectrice, are un rol deosebit în automatică și telemecanică; reglarea sau controlul unei mărimi presupun în primul rînd măsurarea ei; efectuarea automată a unei comenzi presupune verificarea îndeplinirii unor anumite condiții preliminare. De cele mai multe ori însă metodele obișnuite de măsurare din tehnica măsurătorilor electrice, mecanice, termice, etc. sînt inapte pentru a fi folosite direct în automatică. Aceasta se explică, întîi, prin faptul că metodele obișnuite de măsură sînt concepute în general pentru a transforma valoarea mărimii măsurate numai în deplasare liniară sau unghiulară a unui ac indicator. Această deplasare în genere nu poate fi folosită nemijlocit în scopul conducerii procesului tehnologic fără intervenția omului. In al doilea rînd, multe metode de măsurători, electrice și neelectrice, sînt legate de un mare număr de echilibrări, reglări, încercări, ceea ce le face greoaie, neproductive și, deci, inapte pentru automatică. De aceea, folosind bazele tehnicii măsurătorilor obișnuite, automatica are o tehnică specifică a măsurătorilor valorilor electrice, cît și o tehnică a măsurătorilor valorilor neelectrice cu metode electrice. Acestea capătă astăzi o răspîndire din ce în ce mai mare în industrie, chiar atunci cînd nu se pune sarcina automatizării comenzii și a reglajului.

Față de procesele obișnuite de conducere în automatică mai apare o variantă a comenzii — protecția, care constă în oprirea procesului tehnologic sau a unei părți a lui în momentul atingerii unor valori nepermise ale unor parametri. După cum se știe, protecția prin relee în sistemele energetice și în energetica industrială s-a dezvoltat într-o ramură de sine stătătoare a electrotehnicei.

* * *

Adesea se consideră că telemecanica este tehnica conducerii la distanță. Această definiție nu este precisă, pentru că termenul „la distanță" nu este precis. De pildă, exemplul de mai sus, al acționării supapelor unui cuptor S. M. „de la distanță", de la tablou, este un exemplu de telemecanică? Măsurarea curentului unui compensator sincron cu un ampermetru situat într-o încăpere vecină este un exemplu de telemecanică? Nu, pentru că în ambele cazuri instalația respectivă nu diferă, prin structură și prin aparataj, de o instalație analoagă, în care distanțele respective ar fi reduse la minim, sau ar fi de cîteva ori mai mari.

Telemecanica este totalitatea unor procedee și a unui utilaj special, destinat utilizării în cazul necesității de a acoperi distanțe considerabile, atunci cînd metodele obișnuite devin

practic inaplicabile din cauza consumului de energie și de material în canalul de telecomunicații, din cauza distorsiunilor și erorilor produse de canalul de telecomunicații.

Deci, *telemecanica* este tehnica conducerii la asemenea distanțe, încît este necesară utilizarea unor mijloace speciale pentru acoperirea acestor distanțe.

Practic se consideră că în interiorul unui obiect, de pildă în interiorul unei centrale electrice, pe distanțe ce nu depășesc 200—300 m nu se utilizează mijloace telemecanice. Unele scheme speciale ce se alcătuiesc pentru funcționarea în interiorul unor asemenea distanțe, de pildă schemele de comandă a întrerupătorilor cu ulei de la camera de comandă a centralei, se numesc scheme de comandă la distanță, iar nu scheme de telemecanică.

Punctul în care se petrece procesul condus prin telemecanică se numește punct de execuție; punctul în care se găsește operatorul se numește punct de comandă.

Telemecanica cuprinde următoarele ramuri:

Teleordinul — transmiterea semnalului convențional al unui ordin de la punctul de comandă la punctul de execuție, ordin executat la fața locului de către personalul de servici.

Telecomanda — transmiterea de la punctul de comandă a unor impulsuri ce comandă procesul tehnologic la punctul de execuție.

Telemăsura — transmiterea de la punctul de execuție la punctul de comandă a valorilor curente ale unor parametri ai procesului tehnologic. Deosebim *teletransmisie*, cînd valoarea măsurată se transformă în deplasare unghiulară a unui indicator la punctul de execuție, deplasarea unghiulară se transformă într-un parametru electric ce este transmis la punctul de comandă, unde parametrul electric se transformă la loc în deplasare unghiulară; și *telemăsură propriu-zisă*, atunci cînd valoarea măsurată se transformă la punctul de execuție direct într-o anumită valoare electrică, ce se transmite prin linie la punctul de comandă, unde se transformă în deplasarea unui indicator.

Telesemnalizarea — semnalizarea transmisă de la punctul de execuție la punctul de comandă. Ea însoțește în mod obligatoriu teleordinul și telecomanda.

Telereglajul — reglarea procesului tehnologic la punctul de execuție de la punctul de comandă sau reglarea conjugată a parametrilor unor elemente situate la diferite puncte de execuție ce se află la distanțe mari între ele, de pildă reglajul de putere și frecvență conjugat pentru toate centralele unui sistem energetic.

* * *

Automatica și telemecanica se împletesc strîns. În primul rînd, folosirea telemecanicei este de neînchipuit fără o dezvoltată automatizare a proceselor la punctul de execuție. În al doilea rînd, atît automatica, cît și telemecanica, folosesc un aparataj asemănător, schemele de automatică și cele de telemecanică în genere se întrepătrund. În al treilea rînd, prin automatizarea și telemecanizarea complexă a proceselor tehnologice pot fi atinse cele mai mari rezultate tehnico-economice pe linia măririi productivității muncii și a scăderii prețului de cost al producției — sarcini de cea mai mare însemnătate ce stau în fața întregii noastre industrii.

Aceste rezultate se obțin prin următoarele mijloace:

1. Mărirea productivității utilajului, prin asigurarea regimurilor optime de lucru, micșorarea timpilor morți, mărirea rapidității desfășurării procesului tehnologic. De pildă, automatizarea unor cuptoare S. M. de la combinatul siderurgic din Kuznețk a dus la creșterea productivității lor în medie cu 11% [7]. Viteza de comandă a agregatelor în hidrocentralele automatizate este în medie de cinci ori mai mare decît în cazul unor hidrocentrale analoage neautomatizate [4].

2. Creșterea randamentului agregatelor, micșorarea consumului specific de materie primă, energie și combustibil. De pildă, automatizarea cazanelor la centralele electrice mărește randamentul lor cu 1—2% [6]. Numai reglarea automată a procesului de ardere dă la cazanele mari economii de combustibil de 1—3%, iar la cazanele mici și mai mult [5].

3. Îmbunătățirea calității producției. În cazul utilizării automaticei conducerea procesului tehnologic nu este supusă factorilor subiectivi, ca: priceperea lucrătorului, atenția lui, starea lui de oboseală, ascuțimea simțurilor lui, etc. Aparatele automate reacționează cu o precizie, rapiditate, sensibilitate și obiectivitate mult superioare celor ce pot fi atinse în condițiile producției neautomatizate.

4. Micșorarea cantității de rebuturi. De pildă, prin automatizarea producerii unor piese de motor de avion procentul de rebuturi în întregul ciclu tehnologic a scăzut de la 49% la 3% [1].

5. Micșorarea numărului de avarii (de pildă, în cazul hidrocentralelor automatizate de 5—6 ori [4]; prin aceasta se obține și o mai bună continuitate a producției, și se cruță utilajul de bază.

6. Mărirea duratei de serviciu a utilajului, ca rezultat al îmbunătățirii condițiilor de exploatare. De pildă, durata de serviciu a bolții cuptoarelor S. M. amintite a crescut cu 19% [7].

7. Posibilitatea conducerii unor procese de producție cu puteri mari, temperaturi mari, presiuni mari, etc. Organele de conducere manuală în asemenea cazuri devin mult prea greu, sau imposibil de mînuit. Totodată, numai automatizarea permite atingerea unor asemenea viteze, ca cele atinse de mașinile moderne pentru fabricat hîrtie, de multe sute de metri pe minut, de laminoarele cu viteze de zeci de metri pe secundă [1].

8. Numai automatizarea permite conducerea unui proces tehnologic cu un mare număr de

factori independenți de care trebuie să se țină seama concomitent.

9. Automatica și telemecanica permit conducerea conjugată a unor procese tehnologice ce se produc la mari distanțe, fixe sau variabile.

Ultimele două probleme sînt de o deosebită însemnătate pentru producția de energie electrică — singura producție care nu are posibilitatea de a înmagazina ceea ce produce și, pe de o parte trebuie să urmărească permanent consumul de energie și să se acomodeze instantaneu la toate modificările de consum ce intervin, modificări ce nu depind de producător și pot fi prevăzute numai în mare, dar nu în amănunt. Pe de altă parte, diferitele elemente conjugate în procesul tehnologic de producere și consum al energiei electrice se află situate la distanțe considerabile; suprafața cuprinsă de un modest sistem energetic este incomparabil mai mare decît suprafața oricărui colos siderurgic, de pildă.

10. Introducerea automaticei și telemecanicei face posibilă reducerea însemnată a personalului, prin aceasta, întîi, se micșorează prețul de cost în ramura respectivă; în al doilea rînd, se eliberează cadre pentru alte ramuri ale industriei.

Ar fi însă greșit să vedem numai latura tehnico-economică a automatizării. Automatizarea revoluționează industria prin modificarea caracterului muncii.

Intr-adevăr, în industria capitalistă, unde domnește legea profitului maximal, se automatizează procesele ce asigură cea mai mare rentabilitate; introducerea unui automat care nu asigură „nimic altceva" decît sănătatea muncitorului nu poate fi rentabilă în condițiile existenței armatei permanente de șomeri. Dimpotrivă, în industria socialistă, prin automatizare se ușurează condițiile de muncă. In muncile dăunătoare sănătății, periculoase, extenuante, automatele înlocuiesc omul, păstrîndu-i energia, sănătatea și securitatea.

In al doilea rînd, în industria capitalistă tocmai muncile de cea mai joasă calificare rămîn neautomatizate; sînt cunoscute cazurile din S.U.A. în care lucrătorul este înhămat în mașină ca o parte a ei pentru îndeplinirea operațiilor celor mai necalificate. Dimpotrivă, în industria socialistă automatizarea contribuie la înlăturarea muncilor brute, necalificate, ridicînd rolul muncitorului la cel de reglor și supraveghetor al mașinii, pe calea ștergerii deosebirilor esențiale între munca fizică și cea intelectuală.

In al treilea rînd, în industria capitalistă, automatizarea, contribuind la ridicarea productivității muncii, contribuie la mărirea armatei de șomeri, la întărirea exploatării, la creșterea mizeriei. Dimpotrivă, în industria socialistă, automatizarea, contribuind la ridicarea considerabilă a productivității muncii, contribuie la creearea unui belșug de produse ce îmbunătățește condițiile de trai ale poporului, conform legii economice fundamentale a socialismului.

Bibliografie

[1] *Popov V. K.*: Elemente de automatică electrică, Mașghiz, Moscova-Leningrad, 1947.

[2] *Soloviov I. I.*: Automatizarea sistemelor energetice, Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1950.

[3] *Malov V. S.*: Telemecanica în sistemele energetice, Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1951.

[4] *Balakirev V. F.*: Automatizarea și telemecanizarea hidroelectrocentralelor. Culegere de articole, Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1950.

[5] *Gherasimov S. G.*: Reglajul automat al instalațiilor de cazane, Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1950.

[6] *Dub B. I.*: Reglajul automat al proceselor termice la centralele electrice, Culegere de articole, Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1952.

[7] *Maslovschii P. M.* și *Popov B. I.*: Reglajul automat al cuptoarelor Martin, Metallurgizdat, Moscova, 1953.

★

АВТОМАТИКА И ТЕЛЕМЕХАНИКА

Резюме

После того как подчеркивается растущий интерес, который представляют автоматика и телемеханика для развития социалистической промышленности, производится систематизация и даются определения, приводя соответствующие особенности. Указываются технико-экономические преимущества и значение введения автоматики и телемеханики.

IZOPERLONUL — O NOUĂ IZOLAȚIE PENTRU SÎRMELE CU BOBINAJ DIN ALUMINIU

Ing. V. LIUBA

Se expun principalele aspecte ce au reieșit din comunicarea tov. Gothard Köhler și Otto Fritsche la Casa Oamenilor de Știință cît și din discuțiile purtate.

Un colectiv de patru tehnicieni din Republica Democrată Germană — chimiști, tehnologi, constructori de mașini electrice — a reușit să obțină o importantă realizare: găsirea unei izolații noi pentru sîrmele de aluminiu care îmbunătățește în mod remarcabil calitatea acestor sîrme utilizate la bobinajele mașinilor electrice; pentru această realizare colectivul a fost distins cu Premiul de Stat.

In cadrul colaborării de prietenie între Republica noastră și Republica Democrată Germană, doi dintre membrii acestui colectiv, tov. Ing. Gothard Köhler și Ing. Otto Fritsche, fiind invitați de Academia R.P.R., au ținut la 21 ianuarie 1954, în Casa Oamenilor de Știință, o conferință asupra acestei noi izolații a sîrmei de aluminiu; conferința s-a bucurat de o largă participare a inginerilor și tehnicienilor interesați în această problemă. In cele ce urmează vom arăta unele aspecte ce au rezultat din comunicarea tov. Köhler și Fritsche, precum și din discuțiile ce au urmat.

Se cunoaște importanța înlocuirii cuprului cu aluminiu în mașinile electrice, avînd în vedere că cuprul este un material deficitar în întreaga lume. La bobinajele neizolate, în special bobinajele rotoarelor în scurtcircuit ale motoarelor asincrone mici și mijlocii, aluminiul a înlocuit cu succes cuprul în ultimii 30 de ani. S-au construit de asemeni și motoare asincrone cu bobinajul statoric din sîrmă de aluminiu izolată. Aceste motoare nu au dat însă satisfacție deplină din motivele arătate mai jos.

Conductivitatea aluminiului fiind numai cca. 62% din cea a cuprului, secțiunea sîrmei de aluminiu va trebui să fie mai mare decît aceea a sîrmei de cupru pe care o înlocuiește. Pentru a înlocui în condiții economice cuprul cu aluminiu, este necesar ca îngroșarea sîrmei de aluminiu cauzată de izolație să fie cît mai mică. Din această cauză izolarea sîrmei de aluminiu cu bumbac este neeconomică și nu intră în considerație. Sîrmele de bobinaj din aluminiu pentru motoarele asincrone mici și mijlocii fabricate pînă în prezent, au fost izolate din acest motiv cu un strat subțire de lac izolant.

Lacurile folosite în acest scop au avut proprietatea de a suferi o îmbătrânire prematură în contact cu stratul de oxid de aluminiu de pe suprafața conductorului a cărui formare nu poate fi împiedicată.

Rezultatul a fost că motoarele bobinate cu astfel de sîrmă de aluminiu nu au corespuns pe deplin în exploatare, avînd o durată de funcționare redusă față de cea a motoarelor cu sîrmă de cupru.

In afară de aceasta lacurile de email normale nu permiteau decît izolarea unor sîrme de diametru relativ mic, din cauza rezistenței mecanice reduse a peliculei de lac. In felul acesta utilizarea bobinajelor cu sîrmă de aluminiu era limitată la mașini mici.

Descoperirea lacului izoperlon și a tehnologiei izolării sîrmelor de aluminiu cu acest lac, a modificat radical această situație. Izoperlonul este un lac care are la bază rășina sintetică Eta-Kaprolaktam, o suprapoliamidă. Izoperlonul se aplică perfect pe sîrmele de aluminiu (cît și pe cele de cupru) și nu este influențat de oxidul de aluminiu. Pelicula de lac (groasă de cîteva sutimi de mm) are o elasticitate și rezistență mecanică foarte mare (rezistența la rupere 58 kg/mm², adică cea a unui oțel de de calitate superioară). Rigiditatea dielectrică este deasemenea foarte bună, iar rezistența termică este atît de ridicată încît lacul poate fi considerat ca făcînd parte din clasa de izolație B. Rezistența mecanică mare a permis izolarea cu izoperlon a unor sîrme cu diametre mult mai mari (pînă la 4 mm).

Toate aceste proprietăți au dat posibilitatea de a se fabrica motoare asincrone cu bobinaje de aluminiu de o putere mai mare decît pînă acum și cu o siguranță în exploatare mult ridicată față de vechile construcții.

Dimensiunile ancoșelor unui motor cu sîrmă de aluminiu izolată cu izoperlon nu diferă de cele ale unui motor de aceiași putere cu înfășurarea din sîrmă de cupru izolată cu bumbac, avînd același număr de conductori pe ancoșă. Aceasta pe de o parte din cauză că factorul de umplere al ancoșei este mai mare la sîrma de aluminiu izolată cu o peliculă subțire decît la sîrma de cupru izolată cu două straturi de bumbac. Pe de altă parte, admițîndu-se o încălzire mai mare a bobinajului de aluminiu (conform clasei B) se pot mări pierderile în bobinaj și prin urmare se poate reduce diametrul sîrmei de aluminiu față de cel ce corespunde raportului dintre conductivități.

Rebobinarea cu sîrmă de aluminiu-izoperlon a motoarelor avînd înfășurarea veche de

cupru cu bumbac se poate face deci fără nicio pierdere de putere, ceeace prezintă un avantaj considerabil.

Chiar şi faţă de motoarele bobinate cu sîrmă de cupru izolată cu lac normal, dimensiunile ancoşelor cu înfăşurarea de aluminiu-izoperlon diferă numai cu puţin, astfel că şi în acest caz dimensiunile exterioare ale motorului cu aluminiu se pot păstra nemodificate.

Cu privire la tehnologia fabricării motoarelor asincrone, utilizarea sîrmei de aluminiu-izoperlon aduce anumite modificări.

Astfel rezistenţa mare a peliculei de izoperlon imprimă operaţiei de bobinare un specific nou faţă de bobinarea cu sârmă de cupru izolată cu lac email. Faptul că manipularea sârmei şi bobinelor se poate face cu mai puţină atenţie din cauză că pericolul ca izolaţia să fie deteriorată, este mult redus, măreşte simţitor viteza de lucru. Muncitorii care au lucrat cu izoperlon, preferă să nu mai lucreze decît cu această izolaţie.

Desizolarea capetelor de bobină se face în producţie prin încălzirea acestor capete la 350° timp de aproximativ o jumătate de oră. Izolaţia rămîne întreagă şi se păstrează pe sîrmă pînă la executarea legăturilor cînd poate fi îndepărtată cu uşurinţă. O altă posibilitate este desizolarea pe cale chimică, prin acid formic. Curăţirea pe cale mecanică, cu cuţitul, este destul de anevoioasă şi nu se recomandă mai ales la diametre mici de sîrmă, cînd există pericolul de a se reduce relativ mai mult secţiunea sîrmei.

Executarea legăturilor din interiorul bobinajului între sîrmele de aluminiu se face de preferinţă prin sudură electrică cu electrod de cărbune aşa cum se execută şi la sîrmele de cupru (răsucirea firelor şi formarea unei perle de sudură în capul firelor). Se dă însă o atenţie mai mare la acoperirea ulterioară a sudurii cu un lac protector pentru protecţia contra influenţei umezelei din atmosferă care provoacă coroziuni.

Impregnarea bobinajului se poate face cu orice lac normal de impregnare care însă nu trebuie să conţină ca solvent alcoolul. Se preferă impregnarea cu lac pe bază de răşină sintetică alchid (asemănător lacului gliptalic fabricat la noi în ţară). Acest lac dă o impregnare elastică, care însă spre deosebire de lacurile pe bază de ulei, nu are nevoie de oxigen pentru uscare şi se usucă prin urmare mai bine în interiorul ancoşelor.

Capetele bobinajului care se leagă la borne se execută din sîrmă Alcu (sîrmă de aluminiu acoperită cu un strat subţire de cupru). Pe porţiunea pe care se face legarea prin răsucire între cele două sîrme, pe cea de Alcu se îndepărtează prin decapare stratul de cupru şi pe urmă se execută sudura în mod normal. Locul sudurii se acoperă cu un lac protector şi ochiul de legătură de Alcu se cositoreşte la capăt pentru a împiedica pătrunderea umezelei la aluminiu prin locul de retezare a sîrmei.

Motoare cu bobinajul din aluminiu-izoperlon se fabrică din anul 1951. In acest răstimp zeci de mii din aceste motoare au fost puse în exploatare. Incercări de durată în condiţii mult înăsprite au dovedit că bobinajele din aluminiu-izoperlon pot înlocui bobinajele din cupru, dînd motoare echivalente din toate punctele de vedere.

In felul acesta s-au pus bazele pentru eliminarea treptată din fabricaţia maşinilor electrice a unui metal deficitar, problemă din ce în ce mai stringentă avînd în vedere nevoile crescînde ale industriilor electrotehnice.

Aceiaşi problemă se pune şi pentru industria noastră electrotehnică. Relatările tovarăşilor Köhler şi Fritsche constituie un ajutor preţios pentru orientarea tehnicienilor noştri pe calea rezolvării acestei probleme şi la noi în ţară.

★

ИЗОПЕРЛОМ — НОВЫЙ ИЗОЛИРУЮЩИЙ МАТЕРИАЛ ДЛЯ ОБМОТОЧНЫХ АЛЮМИНИЕВЫХ ПРОВОДОВ

Резюме

В статье излагаются основные мысли доклада тов. Готхарда коехлера и отто фритше, имевшего место в доме людей науки, и последующих дискуссий.

CALITATEA PRODUSELOR ELECTROTEHNICE DE LARG CONSUM*)

Analiza făcută în cadrul plenarei C. C. al P.M.R. din 19—20 august 1953, asupra desvoltării economiei noastre naționale, a arătat că s-au obținut succese importante în opera de industrializare a țării, scoțînd la iveală, în acelaș timp, rămînerile în urmă în anumite sectoare, între care și în sectorul industriei de produse de larg consum.

Nu se putea vorbi despre o industrie electrotehnică în timpul regimului burghezo moșieresc. Bazîndu-se, în mod interesat, pe procurarea din import a materialelor și utilajelor electrotehnice, așa zisa industrie electrotehnică a vechiului regim consta de fapt dintr-un număr de ateliere, cu capacitate redusă, care aveau ca obiectiv repararea și întreținerea utilajelor importate sau montarea pieselor procurate prin import.

Cu drept cuvînt se poate afirma că industria noastră electrotehnică, este o creație a regimului de democrație populară.

Intr-un timp destul de scurt industria electrotehnică a făcut progrese însemnate în domeniul fabricării materialelor și utilajului electrotehnic necesar în special industriei și mai ales celei grele (carbonifere, petrolifere, metalurgice).

Succese importante au fost obținute și în domeniul producției de bunuri de larg consum electrotehnice, atît prin sporirea continuă a cantităților fabricate, cît și prin producția de noi produse de larg consum.

Astfel în 1953 se produc de 4,2 ori atîtea becuri ca în 1948 iar producția aparatajului de instalații a crescut cu 430% în 1953 față de 1948.

S-a asimilat fabricația de noi tipuri de aparate de radio, de difuzoare pentru radioficare, de becuri solare, mate și de alte tipuri, contoare electrice, monofazice, etc.

Cu toate acestea desvoltarea producției de bunuri de larg consum electrotehnice a rămas cu mult în urma desvoltării porducției electrotehnice grele atît cantitativ — ca sortimente și varietate — cît și din punct de vedere al calității.

Sunt satisfăcute în foarte mică măsură nevoile oamenilor muncii în aparate de radio — care nu se fabrică în cantități suficiente și ca tipuri, în aparate electrocasnice sau aparataj mărunt, fișe de fier de călcat, fișe — prize etc.

Numeroase reclamații și nemulțumiri apar din partea consumatorilor în privința calității acestor aparate. Aspectul aparatelor de radio și a difuzoarelor nu este atrăgător; calitatea întrerupătorilor care se defectează chiar la instalare, fișe de fier de călcat care se sparg după un timp scurt de întrebuințare și alte numeroase asemenea exemple arată că nivelul calitativ al produselor electrotehnice a rămas sub nivelul cerințelor consumatorilor, a căror exigențe cresc necontenit ca o consecință normală a creșterii continue a nivelului lor de trai.

Toate acestea arată că noi am dat prea puțină importanță acestui sector de producție, preocupîndu-ne prea puțin de bunurile de larg consum pe care le dăm cetățenilor.

După hotărîrea plenarei din 19—20 august 1953 și în industria electrotehnică au fost luate o serie de măsuri pentru lichidarea grabnică a rămînerii în urmă în domeniul bunurilor de larg consum.

Aceste măsuri privesc :

a) *Mărirea cantității de produse de larg consum electrotehnice.* Recenta hotărîre a partidului și guvernului prevede creșterea în 1954 a producției bunurilor electrotehnice de larg consum cu 35%. Ca produse principale se vor produce în 1954 :

aparate radio cu 88% mai multe ca în 1953;
fiare de călcat cu 72% mai mult ca în 1953;
reșouri normale cu 100% mai mult ca în 1953;
corpuri de iluminat cu 57% mai mult ca în 1953;
aparataj de instalație cu 67% mai mult ca în 1953.

Intreprinderile electrotehnice au luat măsurile necesare pentru a-și mări capacitatea lor de producție pentru a atinge aceste cifre.

b) *Imbogățirea sortimentului de produse electrotehnice de larg consum.* Incă din trimestrul IV al anului 1953, s-au pus în comerțul de stat aparate de radio la baterie și un tip de jucării electrice.

In cursul anului 1954 trebuie să se producă 27 noi sortimente de produse de larg consum ca : aspiratoare de praf, vase electrice de fier, ceainice electrice, perne electrice, radiatoare parabolice, aparate electrice pentru uscat părul, fiare electrice de călcat pentru voiaj, lămpi electrice pentru carte, dinam și far pentru bicicletă, aparate picap, jucării electrice, etc.

c) *Imbunătățirea calității produselor de larg consum ce se fabrică în prezent.* Tehnicienii și inginerii din întreprinderi împreună cu cei din Ministerul Energiei Electrice și Industriei Electrotehnice, au analizat în ultimele luni fiecare

*) Referat prezentat la consfătuirea Filialei Regionale ASIT București cu tema „*Imbunătățirea calității produselor de larg consum*".

produs și reperele lor. După consultarea largă a comerțului de stat și a altor organizații s-a prevăzut pentru fiecare produs electrotehnic în mod concret măsurile ce trebue luate în vederea unei substanțiale îmbunătățiri a calității.

In cadrul prezentului referat vom trece în revistă problemele generale cele mai importante, care privesc îmbunătățirea calității acestor produse electrotehnice de larg consum.

Desigur că realizarea unei calități satisfăcătoare a unui produs este rezultatul unei munci complexe atît în diferitele compartimente ale fabricii — construcție, tehnologie, producție, control — cît și la furnizorul de materii prime sau la distribuitorul de produse finite.

Calitatea satisfăcătoare se obține de-alungul unui proces lung, care merge dela elaborarea materiei prime într-o uzină și care se termină cu ambalarea ei și predarea către consumator a produsului.

Pentru sistematizarea ideilor însă se va examina în cele ce urmează problema calității produselor electrotehnice de larg consum, sub următoarele aspecte:

— construcția aparatelor electrotehnice de larg consum;

— tehnologia fabricației acestora;

— organizarea producției;

— controlul calitativ;

— distribuția și desfacerea produselor de larg consum;

— materialele utilizate la aceste produse.

1. **Construcția aparatelor electrotehnice de larg consum.** a) Alegerea unui model sau creiarea unui model de produs care să corespundă celui mai înalt nivel calitativ este prima problemă care trebuie să fie pusă constructorilor.

Deoarece la baza proiectării de aparate electrice în general trebuie să stea observațiile îndelungate făcute în cursul exploatării, tînăra noastră industrie trebuie să-și însușească o serie de produse similare executate de fabrici cu tradiții îndelungate. Alegerea acestor tipuri a fost în cele mai multe cazuri lăsată la latitudinea responsabilului problemei din fabrica respectivă, fapt care a făcut de multe ori ca alegerea să nu fie tocmai corespunzătoare din punct de vedere constructiv și fără a se ține seama în cele mai multe cazuri, de însușirea unor serii unitare, care să aibă la bază o normalizare cît mai largă a reperelor.

In numeroase cazuri, dat fiind timpul scurt acordat pentru asimilarea noului produs, constructorii au ales dintre modelele de care dispuneau, nu acel ce corespundea calitativ cel mai bine, ci pe acel care se putea asimila mai repede și necesita mai puține scule.

Uneori, deși orientîndu-se după un model corespunzător, tot din motivele arătate mai sus, s-a procedat la anumite modificări sau simplificări, care în cele din urmă au dus la o scădere a calității produsului.

Citățm ca exemplu cupla de 6 A, care pe lîngă faptul că nu corespunde din punct de vedere al formei cu fișa cu care se cuplează, nu corespunde nici în ceeace privește asigurarea unui contact electric bun.

La prizele aparente s-au făcut unele modificări la contactele arcuitoare care au afectat complect calitatea produsului. Tot ca exemplu de simplificare greșit înțeleasă citățm eliminarea șurubului de fixare în niplu la dulia normală.

Pentru remedierea acestei situații este necesar ca:

— modelele găsite ca necorespunzătoare ca tip să fie scoase din fabricație și să se însușească noi modele moderne calitativ superioare. In această categorie intră: prizele aparente și îngropate, din bachelită, întrerupătorii și comutatorii basculanți, prizele flanș, cuplele de 6 A, lămpi de noptieră, întrerupătorii basculanți de 2 A, etc.;

— să se facă unele îmbunătățiri esențiale ale construcției existente pentru a se realiza construcții adecuate ca de exemplu: abandonarea rezistenței separate în șamot la fierul de călcat și introducerea rezistenței în talpa fierului după modelul sovietic; înlocuirea miezului de porțelan și a contactelor lui dela dulia normală E-27 cu o piesă de porțelan mai solidă și cu contacte sigure, etc.

Pentru noile modele ce se vor pune în fabricație este necesar ca tehnicienii și inginerii constructori să analizeze cît mai multe modele și să aleagă pe acelea dovedite că au dat rezultate bune în practică, în special modelele sovietice. In această acțiune să se consulte surse cît mai largi de consumatori și aparatul comerțului de stat. Prototipurile încercate vor trebui să fie prezentate comerțului de stat; apoi supuse avizării Consiliului Tehnico-științific al Ministerului și aprobării Ministerului.

b) Prea puțină preocupare au dovedit constructorii noștri pentru *aspectul* și *estetica* produselor de larg consum. Aspectul necorespunzător al cutiilor difuzoarelor de radioficare și a multora din aparatele de radio, butoanele mici și excentrice de modele urîte ale acestora, au atras criticile cumpărătorilor.

Unele corpuri de iluminat n'au nici un aspect arhitectonic.

Mînerele fiarelor de călcat — de multe ori nelustruite bine — sunt neestetice, afară de faptul că sunt nepractice. Aspectul aparatajului de instalație este monoton, fără varietate de culori, de formă sărăcăcioasă.

Este necesar ca modelele aparatelor de larg consum să aibă aspectul estetic și conform gustului oamenilor muncii. Trebue să se treacă din ce în ce mai mult la cutii din mase plastice, din lemn lustruit sau alte materiale.

c) Preocuparea de a reduce prețul de cost a produselor de larg consum trebue să fie dublată de preocuparea de a nu se scădea *prin aceasta întru nimic* calitatea produselor.

Nu puține au fost cazurile cînd o înțelegere greșită a problemei economiei de materiale neferoase a dus la înrăutățirea calității, ca de exemplu folosirea piuliților de fier la fixarea

sîrmei rezistive a corpurilor de încălzit, de bolțurile de contact, care duce pentru o neînsemnată economie de metal neferos la supraîncălzirea și apoi la ruperea firului rezistiv la punctul de strîngere.

Practica ne-a arătat că există locuri unde înlocuirea neferoaselor nu numai că nu influențează calitatea, dar chiar o îmbunătățește, ca de exemplu la dulia din bachelită.

Este necesar ca să se pornească dela principiul că oamenilor muncii trebue să li se dea cele mai bune produse și că produsele trebuie să fie ieftine fără să fie proaste, și între aceste două caracteristici, în primul rînd trebuie să fie bun și trainic, prin acesta el devenind mai ieftin.

2. **Tehnologia fabricației aparatelor de larg consum.** a) Produsele de larg consum sunt produse de serie mare sau de masă, punerea lor în fabricație necesită o tehnologie perfect pusă la punct și un utilaj tehnologic complect, adică mașini unelte, scule, matrițe, dispozitive, etc.

In ceeace privește parcul de mașini unelte, putem afirma că întreprinderile noastre au fost dotate în decursul anilor cu utilaj corespunzător. Există totuși unele lipsuri și în acest domeniu. Ceeace vrem să subliniem însă și acest lucru este o problemă centrală pentru produsele de larg consum este problema sculelor. Există lipsuri serioase în ce privește sculele normale (burghie, filiere, burghie de filat, etc.), dar lipsa cea mai importantă și care trebuie să fie în centrul preocupărilor noastre actuale, este cea referitoare la proiectarea și executarea echipamentului tehnologic : matrițe și dispozitive, calibre, etc.

Executarea pieselor de bachelită cu matrițe vechi, sgîriate, deformate, dau pieselor un aspect urît ; matrițele de tăiere uzate dau bavuri la piesele metalice ; sculele neîngrijite sau necomplecte fac necesare ajustaje la asamblare, care fac piesele neinterșanjabile.

Lipsa calibrelor complecte de control fac ca piesele să nu poată fi controlate complet și la montaj și în exploatare să se blocheze sau să se gripeze.

Este necesar ca :

— Produsele de larg consum să fie înzestrate cu echipament tehnologic cît mai complect și pe cît se poate să fie dublat pentru asigurarea întreținerii lui.

— Echipamentul tehnologic să fie întreținut în cea mai bună stare — ascuțirea la timp, lustruire, reparare etc.

— Să se introducă cromarea matrițelor pentru bachelită.

— Să se introducă metoda de întărire a sculelor tăietoare Lazarenco.

b) Procedeele tehnologice ale acoperirilor decorative sau de protecție nu sunt puse la punct în foarte multe locuri.

Acoperirile metalice se fac încă necorespunzătoare, fără să existe peste tot instrucțiuni tehnologice detailate pentru ele ; controlul calitativ al acestor acoperiri nu există și nici nu sunt date metodele de control pentru aceasta.

Este necesară introducerea de acoperiri mai trainice la unele aparate electrocasnice (cromarea) sau mai decorative bonderizarea, parchelizarea, cadmierea, etc.

Procedeele de vopsire sînt și mai puțin puse la punct decît cele ale acoperirilor metalice. De cele mai multe ori vopsirea se reduce la șprițuirea cu pistolul a suprafețelor. Chituirea, șlefuirea, acoperirea cu lac de cuptor, vopsiri decorative, ca flori de ghiață și altele, nu sînt însă introduse. Vopselele se cojesc sau crapă. Acoperirea cutiilor de lemn nu este îngrijită și este fără luciu.

Este necesar să se întocmească instrucțiuni tehnologice pentru vopsire, să se experimenteze procedee noi pentru vopsiri, mai trainice, sau mai decorative.

Unele corpuri de iluminat sunt vopsite cu alb în loc să fie emailate la cuptor. Vopseaua se zgîrie sau se curață și corpurile-își pierd calitatea. Este necesară introducerea procedeului de emailare la cuptor a corpurilor de iluminat.

c) Procedeele tehnologice noi sînt menite să îmbunătățească calitatea producției. Introducerea asamblajului pe bandă la una din fabrici pentru aparatajul de instalații și cel electromecanic a adus după el o uniformizare a calității.

Trebue să se extindă aceste metode și la alte aparate electrice de larg consum, luînd măsurile pentru obținerea calităților corespunzătoare.

3. **Organizarea producției bunurilor de larg consum electrotehnic.** Dacă o sumă de defecte ale bunurilor de larg consum se datoresc construcției sau tehnologiei, o bună parte, se datoresc execuției neîngrijite și insuficientei atenții pe care o dau calității tehnicienii și inginerii din sectoarele de producție.

Cele mai bune construcții și cele mai bune procese tehnologice rămîn numai pe hîrtie dacă nu sînt întocmai și conștiincios executate pînă la ultimul loc de lucru în fabrică.

Foarte des se găsesc în bunurile de larg consum piese prost executate, piulițe excentrice sau negalvanizate, piese cu bavuri care zgîrie — găuri date strîmb sau nepătrunse etc.

O serie întreagă de defecte provin din asamblarea neîngrijită. Piulițe sau șaibe lipsă, piulițe sau șuruburi nestrînse, piese strîmbate sau deformate la montaje, sînt o parte din aceste cazuri.

Cauzele și căile pentru remedierea acestor categorii de defecte ar fi :

a) Trebue accentuat rolul deosebit de important ce-l are personalul de execuție și în special tehnicienii din producție : maiștrii, tehnologii de atelier și șefii de secție. Existența controlului tehnic în procesele de fabricație prin controlul interoperației și controlul volant nu trebuie să reducă cu nimic răspunderea pe care o are personalul tehnic din secțiile productive.

b) In afară de sarcina tehnicienilor din producție de a găsi metodele tehnice și organizatorice cele mai potrivite pentru a asigura o calitate bună a produselor, tot lor le revine și sarcina de a ridica conștiința profesională a personalului executant căci numai în acest fel, dat fiind caracterul de mase al acestei producții se poate asigura buna calitate a ei.

A ne închipui că problema calității produselor este numai o problemă tehnică a cîtorva tehnicieni și ingineri, ar fi o greșeală de neiertat. Pînă ce problema calității nu va fi însușită de fiecare muncitor la locul său de lucru, pînă ce fiecare muncitor nu va fi conștient de importanța pe care o are operația pe care o face și de importanța pe care o are executarea ei conștiincioasă, nu vom obține calitatea superioară a produselor.

Este necesar ca tehnicienii și inginerii din secțiile productive să explice fiecărui muncitor ce consecințe asupra calității are executarea necorectă a operației pe care trebuie să o facă.

c) Nivelul tehnic al muncitorilor, tehnicienilor și inginerilor din secțiile productive, influențează direct asupra modului de executare a produselor. Ridicarea acestui nivel tehnic pentru muncitori prin școlile de ridicare a calificării, pentru maiștri prin școlile de maiștri, pentru ingineri și tehnicieni prin cursuri de ridicarea nivelului profesional este o sarcină care trebuie să stea în fața noastră ca o condiție pentru ridicarea calitativă a execuției producției bunurilor de larg consum.

d) In sarcina tehnicienilor și inginerilor din sectoarele productive stă problema organizării locului de muncă a păstrării curățeniei în fabricație.

Calitatea produselor, îngrijirea cu care sînt executate, sînt în funcție de gradul de curățenie și ordinea dela locul de muncă.

Dintr-o secție unde domnește dezordinea, murdăria, nu vor ieși produse de bună calitate.

e) Una din cauzele principale ale calității proaste o reprezintă asalturile dela sfîrșit de lună, cînd pentru îndeplinirea planului se lucrează zi și noapte și se dă peste cap calitatea.

In acest domeniu întreprinderile electrotehnice au făcut însemnate progrese. Datorită măsurilor luate pentru organizarea urmăririi operative a producției s-au micșorat și uneori s-au eliminat complect asalturile de fine de lună.

Totuși cazuri de asalturi la fine de lună mai apar la unele întreprinderi.

Tehnicienii și inginerii din producție trebue să continue lupta pentru *ritmicitatea producției*, în special prin *urmărirea operativă a producției*.

4. **Controlul tehnic — calitativ.** Desigur că principalul rol în realizarea unor produse de bună calitate îl joacă muncitorii, tehnicienii și inginerii din serviciile de control tehnic.

Pentru deficiențele semnalate la capitolul sectoarelor productive răspund în aceiași măsură, dacă nu mai mult, cei care compun serviciile de control tehnic.

Controlul tehnic în fabrică trebuie să fie reprezentantul intereselor generale, reprezentantul miilor de cumpărători ai produselor de larg consum și în această calitate ei trebuie să fie foarte exigenți.

In legătură cu controlul tehnic sunt de semnalat următoarele probleme :

a) Prima condiție ca un produs să fie „de calitate" este să știm ce să cerem dela acesta, deci ce condiții tehnice trebuie să le îndeplinească, și cum să verificăm aceste calități. Acesta este rolul important al standardelor și al normelor interne obligatorii. Trebuie arătat că definirea în standarde și norme interne obligatorii a calității produselor electrotehnice a jucat un rol însemnat. Azi calitatea tuturor produselor de larg consum este definită de acestea.

Cu toate acestea pentru o serie de produse de larg consum nu s-a dat suficientă atenție întocmirii acestora.

Mai sunt standarde și norme interne care nu au ținut seamă de calitățile ce trebuie să le îndeplinească produsul și au făcut concesii pentru a se „adapta" condițiilor reale ale fabricației.

Afară de acestea prea dese sunt cererile de derogări dela standarde, făcute numai pentru a îndeplini planul chiar cu abateri grave dela calitate.

De exemplu, unii tehnicieni au cerut ca să fabrice tuburile ușor protejate (Bergman) din tablă neplumbuită și tehnicienii dela întreprinderile de instalații au fost de acord. Cum se vor prezenta însă acestea cînd peste cîțiva ani în locuințele muncitorești tuburile vor rugini în pereți și va trebui să fie refăcută instalația electrică?

De semnalat mai este că de multe ori serviciile de control tehnic sunt foarte „înțelegătoare" la recepția materiilor prime dela furnizori și le primesc chiar dacă nu corespund standardelor sau normelor interne, înduioșați de „condițiile obiective" grele ale furnizorului. O asemenea „înțelegere" este neadmisibilă fiindcă ea este o „înțelegere" făcută pe spinarea consumatorilor care vor avea pentru banii lor un produs de calitate inferioară.

b) Produsele de larg consum electrotehnic sînt produse pretențioase — dela ele se cer multe calități. Standardele și normele interne cer verificarea foarte amănunțită a acestor calități prin încercări de laborator.

Pentru o simplă fișă de fier de călcat, standardul prevede 25 încercări.

Insă unii tehnicieni și ingineri din serviciile tehnice n-au înțeles importanța acestor verificări ale aparatelor înainte de a le preda cumpărătorilor.

O întreprindere de exemplu a întîrziat ani de zile punerea în aplicare a standardului privind aparataje de instalații, din cauză că nu și-a executat dispozitivele de încercare și nu și-a organizat laboratorul de încercări de tip.

Este necesar ca să se organizeze la toate întreprinderile care fabrică bunuri de larg consum laboratoare de încercări bine utilate, cu personal tehnic de calificare superioară.

c) Sursa principală a îmbunătățirii continue a produselor fabricate, o constituie critica pe care o aduc acestora, masele largi de consumatori. Insă, tehnicienii nu țin o legătură strînsă, permanentă cu comerțul de stat nu dau importanță reclamațiilor pe care aceștia le face cu privire la calitate, ca urmare a reclamațiilor clienților.

De ani de zile comerțul de stat reclamă calitatea necorespunzătoare a duliilor fabricate, fără ca să se țină seamă de obiecțiile acestea. Abia în ultimul timp s-au luat unele măsuri.

Deficiența constă aci și la tehnicienii din Direcția Generală din Minister, care n-au organizat suficient de bine rezolvarea diferitelor reclamațiuni.

Este necesar ca atît tehnicienii și inginerii din Minister, cît și cei din întreprinderi să consulte permanent clienții, în privința calității produselor.

Este de recomandat să se facă consultări largi a personalului care vinde produsele electrotehnice de larg consum în magazinele de stat și în cooperative, pentru a avea mai direct dela cei care vin în contact permanent cu consumatorii observațiile prețioase asupra calității produselor.

5. **Desfacerea produselor electrotehnice de larg consum.** Asigurarea cerințelor consumatorilor nu se termină odată cu executarea unui produs de calitate de către întreprindere. Acest produs trebuie să ajungă la cel care îl cumpără în asemenea condiții ca să fie utilizat cu maximum de folos.

a) Prima problemă care trebuie pusă în această direcție, este aceia a marcării și etichetării aparatelor. Pentru a ști la ce tensiune trebuie utilizate fiarele de călcat, consumatorul trebuie să ceară o consultație unui specialist, deoarece aceasta este foarte discret marcată, iar uneori lipsește complect. Multe produse electrocasnice n-au etichete (tăbliță) pe care să fie marcate, caracteristicile aparatului: tensiuni, putere, etc.; becurile au imprimat neclar puterea și tensiunea.

Este necesar ca să se remedieze această defecțiune.

b) La o serie de produse electrotehnice punerea lor în funcțiune și utilizarea lor cere un minim de cunoștințe tehnice, care trebuie lămurit într-o instrucțiune ce urmează a fi predată clientului, odată cu aparatul. Pentru aparatele de radio de exemplu, acest lucru se face satisfăcător, dar el trebuie extins și la alte produse.

Ar fi util să se editeze broșuri pentru popularizarea cu instrucțiuni asupra utilizării aparatelor electrice de larg consum.

De asemeni este necesar ca produsele să aibă certificat de garanție sau etichete de control, care în afară de faptul că permit determinarea cauzei defectului, dar dau cumpărătorului o mai mare siguranță că eventuale defecte ce le va constata vor fi remediate.

c) Ambalajul produselor de larg consum a fost pînă acum, cu puține excepții, neglijat. Din cauza ambalajului insuficient unele produse se deteriorează în timpul transportului, de exemplu corpurile de iluminat.

Ambalajele trebuie să asigure în afară de asigurarea împotriva loviturilor sau deformărilor și un aspect cît mai prezentabil și atrăgător.

d) O mare răspundere revine tehnicienilor din comerțul de stat, care se ocupă cu vînzarea bunurilor de larg consum electrotehnic. Au fost cazuri cînd aparate de radio bune, au fost defectate de vînzători sub pretextul reglării.

Vînzarea produselor electrotehnice cere un minimum de cunoștințe tehnice, care trebuie asigurat, In acest sens, s-au făcut unele cursuri de instructaj cu personalul care vinde aparate de radio.

Comerțul de stat, cu ajutorul întreprinderilor electrotehnice, să continue această acțiune de ridicare a nivelului tehnic al vînzătorilor.

e) O problemă de cea mai mare importanță de care nu ne-am ocupat pînă acum este problema organizării reparării și înlocuirii pieselor de schimb pentru bunurile electrotehnice de larg consum.

Dar și astăzi cel care vine să-și repare aparatul de radio trebuie să recurgă la serviciile așa numitor „amatori" care de multe ori nu fac altceva decît să schimbe piese bune din aparate cu piese defecte.

Este necesară organizarea în cadrul cooperației în fiecare centru important regional sau raional, de ateliere de reparații care să fie bine aprovizionate.

6. **Materialele utilizate în produsele electrotehnice.** Eforturile muncitorilor, tehnicienilor și inginerilor din industria electrotehnică, de a îmbunătăți calitatea produselor de larg consum, trebuie să fie susținută de eforturile celor din industriile care livrează materiile prime.

Menționăm că cele mai importante probleme care trebuie rezolvate sînt:

a) Furnizarea de către întreprinderile MIMCM a materialelor arcuitoare de bună calitate, atît feroase cât și neferoase:

- sîrmă coardă de pian de calitate bună;
- bronz fosforos;
- alamă tare pentru arcuri;
- alpaca pentru arcuri;
- bandă de oțel albastru;

sînt materiale pe care se bazează tot aparatajul de instalații și cel electrotehnic.

Calitatea acestor materiale este sub prevederile standardelor.

b) Sculele mărunte, burghie, burghie de ghevint, filiere de dimensiuni mici pînă la 6 mm sînt de proastă calitate, netratate termic sau din oțel corespunzător, ele se rup sau se uzează foarte repede și dau piese care nu se încadrează în toleranțele STAS-ului.

Organizarea acestei fabricații este o condiție esențială pentru obținerea calității superioare a aparatajului de larg consum.

c) Calitatea tablelor dublu decapate pentru ambutisaj și benzilor de oțel tras la rece, nu permite producerea de piese curate și frumoase. Tabla decapată pentru ambutisaj este ruginită și nu se pretează la trageri adînci.

d) Materialele plastice de care dispunem în țară frînează dorința constructorilor noștri de a proiecta aparate mai bune și mai frumoase.

Este necesar ca să se îmbunătățească calitatea bachelitei fabricate în țară și să se producă materiale plastice colorate viu, vizilice, aminoplaste, etc.

e) Calitatea vopselurilor nu corespunde cerințelor pe care trebuie să le aibe aspectul produselor noastre. Atît sortimentul cît și calitatea vopselurilor trebuie îmbunătățită.

Trebuie îmbunătățite vopselele cu coacere la cuptor pentru a da acele emailuri rezistente la sgîrieli și lovituri, trebuie elaborate noi varietăți de vopsele necesare unui aspect decorativ.

f) Unul din cele mai importante materiale ale produselor electrotehnice de larg consum îl formează ceramica electrotehnică. Deși producția de ceramică se face tot în sectorul industriei electrotehnice, nu s-a reușit a se obține ceramică de calitate necesară Piesele de ceramică sînt strîmbe, cu crăpături, unele sînt prost glazurate, cu puncte negre și bețici, ceiace face ca produsul să se prezinte prost.

Nu s-a reușit a se face steatita necesară aparatajului de instalații.

Este necesar ca tehnicienii și inginerii din institutul de cercetări electrotehnice să sprijine îmbunătățirea calității ceramicei și să elaboreze rețetele pentru steatită cu materiale indigene.

g) Nici materialele din import nu satisfac totdeauna condițiile puse.

Este necesar ca tehnicienii și inginerii din întreprinderile de comerț exterior și din organele MEEIE să ia toate măsurile ca aceste materiale să vină de calitatea și în sortimentul potrivit.

* * *

Din cele arătate mai sus, se vede rolul de seamă al inginerilor și tehnicienilor din industria electrotehnică în îmbunătățirea calității bunurilor de larg consum. Din acest fapt rezultă rolul important al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor, care trebuie să mobilizeze masele de ingineri și tehnicieni pentru aducerea la îndeplinire a acestor sarcini. Cercurilor ASIT din întreprinderile electrotehnice din București le revine rolul de a aduce la îndeplinire hotărîrile acestei consfătuiri și să vegheze ca problema bunurilor de larg consum să fie în centrul atenției inginerilor și tehnicienilor.

In cadrul discuțiilor trebuie arătate în amănunt deficiențele pe care le mai au produsele electrotehnice de larg consum. Inginerii și tehnicienii din întreprinderile electrotehnice din București și din Ministerul Energiei Electrice și Industriei Electrotehnice trebuie să-și însușească hotărîrile ce se vor lua, pentru realizarea unor produse electrotehnice de larg consum de cea mai bună calitate, care să satisfacă necesitățile mereu crescînde a oamenilor muncii din țara noastră.

TERMINOLOGIA ELECTROTEHNICII TEORETICE*)

Docent B. V. GRUȘEVSKI
Institutul industrial din Donet

Definițiile termenilor de bază în domeniul electrotehnicii teoretice trebuie să reflecte, evident, concepțiile noastre despre esența fenomenelor electrice și magnetice.

Noi putem studia aceste fenomene, putem stabili existența sarcinilor electrice și a cîmpului electromagnetic, inaccesibile perceperii directe, numai în condițiile de transformare a energiei electromagnetice în energii de altă formă : mecanică, termică și altele.

Baza comună a tuturor proceselor electromagnetice, baza întregei electrotehnice o constituie transformarea energiei. Transformarea energiei, în calitate de caracteristică cea mai importantă a tuturor proceselor fizice în domeniul macrofizicei și microfizicei, a devenit un bun ferm al științei.

In proiectul de terminologie a electrotehnicii teoretice o asemenea concepție nu s-a reflectat destul de complet. Astfel, de exemplu, unele mărimi fundamentale se definesc ca „factori" lipsiți de un sens fizic clar.

Proiectul terminologiei mai prezintă o serie de alte lipsuri. Trecînd la examinarea diferiților termeni și definiții se pot face următoarele observații :

1. Plecînd dela concepția ferm stabilită cu privire la localizarea energiei în volumul cîmpului, trebuie să se adauge în definiția termenului 14 : energia cîmpului electromagnetic, concentrată (localizată) în volumul cîmpului, și compusă din energiile electrică și magnetică.

2. In scopul precizării sensului fizic, în definiția f.e.m. (44) trebuie să se adauge : mărime, care caracterizează intrarea în circuitul respectiv a energiei cîmpului electric, străin, cînd această energie trece în circuitul respectiv. In mod similar în definiția tensiunii (45) : mărime care caracterizează energia unui cîmp electric . . . etc. In afară de aceasta termenul trebuie prescurtat. Sînt suficiente două cuvinte : „tensiunea electrică", deoarece restul este clar din definiția însăși.

3. Capacitatea electrică (38) se determină ca o proprietate a corpurilor conducătoare de a acumula și a reține sarcina electrică.

Să presupunem că două corpuri conducătoare, separate de un dielectric, se află sub acțiunea unei tensiuni continue și „reține" sarcinile. Este suficient să înlocuim dielectricul cu un alt dielectric și valoarea sarcinii fiecărui corp se va schimba adică se va schimba „proprietatea... de a acumula și de a reține sarcina electrică". Cui îi aparține în definitiv această proprietate : conductorilor sau dielectricului ?

Să considerăm energia. La o tensiune oarecare U între conductori, avem :

$$C = \frac{2}{U^2} W_e.$$

De aici urmează că, capacitatea poate fi considerată ca o mărime, proporțională cu energia din volumul respectiv de dielectric, de exemplu, în volumul, limitat de corpurile conducătoare. In acest din urmă caz (care este un caz particular), se poate vorbi de proprietatea dielectricului de a reține sarcinile pe conductori.

Așa dar ,se poate propune următoarea definiție a capacității : mărime, care caracterizează proprietatea mediului de a acumula energie electrică și de a reține sarcinile electrice pe conductori, și fiind egală cu raportul dintre sarcina corpului separat de alte corpuri și potențialul acestuia.

*) Traducere din revista Electricestvo nr. 9 și 10(1953).

4. Permeabilitatea electrică trebuie considerată ca făcînd parte din caracteristicile de bază ale mediului. La baza definirii sensului fizic poate fi pusă relația :

$$W_e = \frac{\varepsilon E^2}{2} V.$$

sau

$$\varepsilon = \frac{2}{E^2} \cdot \frac{W_e}{V}.$$

In felul acesta, se obține definiția : mărime, proporțională cu energia electrică pe unitate de volum, și egală de asemenea cu raportul dintre vectorul deplasării electrice și vectorul intensității cîmpului electric.

5. La baza definiției rezistenței specifice (64) este pusă relația :

$$\overline{E} = \rho\delta$$

care îngreunează interpretarea fizică. Ori rezistența specifică intră ca factor în expresiile altor mărimi, care au un înțeles fizic clar. In particular, pentru curentul continuu invariabil avem :

$$P = I^2R = \frac{I^2\rho l}{s} = \frac{I^2}{s^2}\rho V = \delta^2\rho V$$

în care V este volumul corpului ; de aici avem

$$\rho = \frac{P}{V\delta^2} = \frac{1}{\delta^2} \cdot \frac{P}{V}.$$

In felul acesta, se obține următoarea definiție : mărime care caracterizează viteza de transformare a energiei (deoarece P este energie pe secundă) în unitatea de volum a mediului în cazul existenței curentului electric de conducție și care este egală cu raportul dintre puterea, absorbită în unitate de volum și patratul densității curentului.

O definiție similară poate fi obținută pentru conductanța specifică : mărime, care caracterizează viteza de transformare a energiei în unitate de volum a mediului și care este egală cu raportul dintre patratul densității curentului de conducție și puterea absorbită în unitatea de volum.

6. In definițiile unei serii de termene (35, 62, 111 și altele) se confundă două noțiuni : proprietatea mediului, corpului etc. și mărimea, care caracterizează această proprietate.

Termenul de „conductanță" (35) se determină ca „o proprietate a corpului..., măsurată..." etc.

O asemenea expresie se folosește și la definirea termenului „rezistență" (62). Aici apar o serie de obiecțiuni. In primul rînd, se pot măsura mărimile și nu proprietățile ; în al doilea rînd, legătura între cei doi termeni nu este destul de bine redată. Intr-adevăr, fiecare „proprietate", despre care este vorba în definiții și anume „proprietatea de a conduce curentul electric" (35) și „proprietatea de a transforma energia electrică în energie termică" (62), poate fi caracterizată atît prin conductanță (în sensul de mărime) cît și prin rezistență. Tocmai pe acest fapt este bazată construirea schemelor echivalente.

In afară de aceasta, expresia „a conduce curentul electric" sugerează ideea unei deplasări a sarcinilor electrice, străine

de mediu. Este mai bine să spunem : proprietatea de a produce curent electric (sub acţiunea tensiunei aplicate sau a f.e.m.).

In sfîrşit, ambii termeni (35 şi 62) nu pot pretinde de a reprezenta o caracterizare generală pentru orice rezistenţă şi orice conductanţă. Se subînţelege, evident, conductanţa şi rezistenţa la curent continuu. In acest caz este raţional ca termenii 35 şi 62 să fie înlocuiţi respectiv cu următorii :

a) conductanţă ohmică (conductanţă în cazul curentului continuu) este o mărime, determinată de raportul dintre curentul continuu invariabil din circuit, şi tensiunea aplicată la bornele circuitului ;

b) rezistenţa ohmică (rezistenţa în cazul curentului continuu) este o mărime, determinată de raportul dintre tensiunea de la bornele unui circuit de curent continuu invariabil, şi valoarea curentului.

Nu s-a adoptat un sistem de definiţii care să fie susţinut la definiţia tuturor rezistenţelor. In unele cazuri rezistenţa se defineşte ca raportul dintre putere şi patratul curentului (62, 139), în altele — ca raportul dintre tensiune şi curent (141, 153, 157, 191), apoi ca o funcţie de alte rezistenţe (143) şi în sfîrşit, ca o funcţie de frecvenţă şi de inductanţă (144) sau de capacitate (145).

Toate rezistenţele fiind mărimi omogene, de aceeaşi dimensiune, trebuie să aibă definiţii omogene. Drept caracteristice de bază ale curentului în circuite este indicat să se ia valoarea curentului, tensiunea şi componentele lor. De aici apare posibilitatea de a defini orice rezistenţă drept raportul dintre tensiune (sau a componentei sale) şi curent. Aceasta nu împiedică completările, care lămuresc sensul fizic al mărimii ; de exemplu rezistenţa activă este mărimea, determinată de raportul dintre valoarea eficace a tensiunii active şi valoarea eficace a curentului, egală de asemenea cu raportul dintre puterea activă şi patratul valorii eficace a curentului. Partea a doua a definiţiei arată că rezistenţa activă caracterizează transformarea energiei în circuit.

8. Termenul „inductanţă" (111) trebuie să fie definit ca o mărime. Inducerea forţei electromotoare nu trebuie considerată ca o proprietate a circuitului, aceasta este mai curînd o proprietate a cîmpului electromagnetic.

9. In definiţiile unor termeni se confundă astfel de noţiuni ca fenomen şi mărime. Fără îndoială, că unul şi acelaşi termen poate să se refere şi la fenomen şi la mărime. In acest caz sînt necesare două definiţii ale termenului, de exemplu curentul (48) : 1) fenomenul de transportare a particulelor încărcate... etc., 2) mărime, determinată de integrala vectorului densităţii de curent luată pe suprafaţa corespunzătoare.

In afară de aceasta nu se poate spune : „fenomenul... măsurat..." etc (48...52). Nu fenomenele se măsoară, ci mărimile.

10. Termenii 48...61, 121, 122 şi alţii sînt prea lungi. Trebuie să fie eliminat adjectivul „electric".

11. Termenii 147...150 trebuie prescurtaţi, ca fiind incomozi pentru întrebuinţare. Este raţional să se admită drept termeni fundamentali următorii termeni : curent activ curent reactiv, tensiune activă, tensiune reactivă, definite ca fiind respectiv componentele curentului total şi ale tensiunii totale.

12. In definiţiile legate de noţiunea curentului (62, 66, 67, 68, 72, 76 şi altele), trebuie să fie eliminate expresiile nereuşite care derivă de la „curentul care curge", „trecerea curentului" etc. Asemenea expresii sînt inadmisibile din punct de vedere gramatical şi deformează sensul fizic. Intr-adevăr „curge" „trece" etc., nu curentul, ci electricitatea, particulele încărcate (vezi definiţia termenului curent — 48).

13. In observaţia cu privire la definiţia termenului 118 figurează definiţia curentului continuu drept un curent, a cărui valoare rămîne invariabilă. O asemenea definiţie face imposibilă folosirea termenilor stabiliţi în electrotehnică ca : circuit de curent continuu, maşină de curent continuu, etc., unde se subînţelege un curent cu un sens invariabil. Observaţia indicată trebuie să fie eliminată şi în locul ei să se adauge termenul curent continuu, definindu-l ca un curent cu sens invariabil .

14. Prin curent variabil (120) în sensul larg al acestui cuvînt, trebuie să se înţeleagă curentul, care variază în timp ca valoare şi sens.

15. In definiţia 156 se confundă trei noţiuni : schemă echivalentă, schemă de înlocuire şi circuit electric, ceea ce nu este unul şi acelaşi lucru.

Pot fi echivalente fie scheme de înlocuire fie scheme de structură. Diferitele scheme de înlocuire ale unui circuit electric pot să fie însă şi pot să nu fie, echivalente. In sfîrşit, schema nu poate fi numită circuit. Este evident, că termenul 156 trebuie înlocuit prin următorii doi termeni :

a) schemă de structură (a circuitului electric) este o reprezentare grafică a circuitului electric, cu indicarea elementelor sale : a surselor şi a transformatorilor de energie, a aparatelor şi a conductorilor de legătură ;

b) schema de înlocuire (a circuitului electric) este o reprezentare grafică a circuitului electric cu notaţiile convenţionale ale parametrilor săi : a rezistenţei sau conductanţei şi f.e.m.

16. Definiţia circuitului electric (66) la fel ca şi definiţiile multipolilor (70 şi 71), nu pot fi recunoscute ca reuşite din următoarele considerente :

1) Cînd se examinează o parte dintr-un circuit electric nu este totdeauna comod să se folosească termenii bipol, multipol, etc.

2) Expresia „curenţii electrici pot să circule" nu este acceptabilă pe baza considerentelor date mai sus (pct. 12).

3) Nu este obligatoriu ca elementele circuitului electric să fie tratate ca rezistenţe, inductanţe şi capacităţi.

4) Expresia „sursă de curent" în general trebuie să fie evitată, înlocuind-o cu alta mai corectă şi anume sursă de energie.

In definiţiile 70 şi 71 cuvintele „sursele de curent" trebuie să fie înlocuite prin cuvintele „f.e.m." sau „surse de f.e.m.". Existenţa în circuit a unei f.e.m. nu implică şi existenţa unei „surse de curent" de exemplu, indusul motorului de curent continuu este o sursă de f.e.m., dar nu este o „sursă de curent".

Pe baza celor menţionate pare că este raţional să se introducă următoarele corecţii :

1. Să se modifice redactarea definiţiei circuitului electric (66), de exemplu : ansamblu de surse şi receptori de energie electrică, legaţi prin conductori.

2. Să se adauge observaţia : o porţiune a circuitului electric poate fi denumită de asemenea circuit electric, cînd acest lucru nu provoacă neînţelegeri.

3. Termenii 70 şi 71 să fie înlocuiţi prin alţii mai generali şi anume : a) circuit activ este un circuit electric, care conţine surse de f.e.m. ; b) circuit pasiv este un circuit electric, care nu conţine surse de f.e.m.

Doctor în ştiinţe tehnice prof. R. A. VORONOV

Institutul electromecanic din Tomsk
pentru pregătirea inginerilor de transport pe căile ferate

Proiectul publicat constituie un pas important înainte pe calea stabilirii unei terminologii comode şi clare, însă el conţine atîtea neajunsuri încît, desigur, el nu poate fi considerat drept o terminologie definitivă. Ne vom opri numai asupra cîtorva din ele.

Proiectul conţine circa 200 de termeni, dar el nu cuprinde nici măcar termenii care au o utilizare largă în bazele teoretice ale electrotehnicii şi cu atît mai puţin termenii care au o asemenea utilizare în electrotehnica teoretică în general. Poate că ar fi mai bine ca acest proiect să fie chiar aşa denumit : „Terminologia bazelor teoretice ale electrotehnicii".

In proiect lipsesc foarte multe noţiuni, care se utilizează mult şi a căror interpretare corectă este extrem de necesară. Aşa, de exemplu, lipsesc sursele şi consumatorii de energie, vectorii şi diagramele vectoriale, mărimile de fază şi mărimile de linie, curenţii turbionari, dispersiunea, efectul pelicular şi multe altele. Ori toate noţiunile acestea sînt tot atît de necesare ca şi cele incluse în proiect. Nu există chiar termenul „electrotehnică" ori tocmai cu acest termen ar fi trebuit să înceapă proiectul.

In proiect nu se propun termeni noi, mai adecvaţi decît cei întrebuinţaţi în prezent, fapt care ar fi fost extrem de necesar. In nici un caz nu se poate considera drept termen o propoziţie formată din şase-opt cuvinte. Singurul lucru, care reprezintă ceva nou, este eliminarea prefixului „di" din termenul „permeabilitatea electrică" cu toate că însuşi cuvîntul dielectric a rămas fără să fie modificat. S-a introdus încă o noţiune „cîmp coulombian", însă în explicaţia dată pentru acest cîmp el trebuie să cuprindă o componentă mică a cîmpului electromagnetic (rotaţional), adică nu se va mai supune complet legii lui Coulomb. Nu se ştie dece în loc de

„vacuum" s-a intodus „vid", cu toate că pînă în prezent aceste noţiuni erau considerate ca fiind diferite. Nu se ştie dece se vorbeşte din nou despre „constantele" circuitului, cu toate că ele adeseori nici pe departe nu sînt constante. Este mult mai comod să se vorbească despre parametrii circuitului, cum de altfel se şi procedează deobicei.

Explicaţiile date referitor la fiecare termen, sînt deseori cu totul incomplete şi îndoelnice, iar cîteodată sînt şi complet eronate. Care este, de exemplu, diferenţa între curenţii de conducţie şi de convecţie? Judecînd după explicaţie, chiar curentul, care se obţine la transportul particulelor încărcate, în cazul purificării electrice a gazelor şi care se produce din cauza acţiunii cîmpului electric, va fi un curent de conducţie. Termenul „capacitate" are o explicaţie, convenabilă pentru un corp, însă asemenea corpuri nu se întîlnesc în electrotehnică; iar cu privire la capacitatea proprie şi capacitatea sistemului a două corpuri nu există nimic. Termenul „multipol" este explicat ca o porţiune de circuit, avînd cel puţin două borne, însă cum poate fi o porţiune de circuit cu o singură bornă şi este posibil oare existenţa unei asemenea porţiuni de circuit? Şi, în general, este mai bine ca multipolii să nu fie reuniţi cu bipolii.

Termenul „valoare eficace" are o explicaţie valabilă numai cît timp este uitată existenţa efectului pelicular, ceea ce s-a şi făcut în proiect. Dacă explicaţia dată mai poate fi folosită oarecum referitor la curent, în schimb nu se mai potriveşte de fel pentru tensiune sau f.e.m. In explicaţiile cîtorva termeni se vorbeşte despre surse de curent, înţelegîndu-se nu o sursă care dă un anumit curent, ci o sursă obişnuită de tensiune. In acest caz ar fi trebuit să se clarifice şi acest termen din acest punct de vedere.

O serie de termeni sînt de neînţeles. Astfel, ce fel de deosebire există între „dielectric" şi „izolator"? Din explicaţii reiese, că izolatorul este un dielectric nesatisfăcător deoarece el poate conduce parţial electricitatea. In afară de aceasta prin „izolatori" sînt denumite nu numai cîteodată, ci întotdeauna, piese ale circuitului electric deoarece alte denumiri pentru aceste părţi nu cunoaştem. Dece în sistemul bifazat unghiul de defazare trebue să fie neapărat de 90°? Atunci ce fel de sistem vor reprezenta două f.e.m. defazate cu un unghi de altă valoare? Explicaţia termenului „schema echivalentă", schemă de înlocuire" este aplicabilă numai la o simplă rezistenţă echivalentă însă nu şi pentru schemă.

Există şi termeni eronaţi. Nu se poate vorbi despre sistemul polifazat echilibrat, deoarece poate fi echilibrat numai regimul circuitului, iar sistemele tensiunilor şi curenţilor nu se echilibrează de fel. Nu sînt corecţi nici termenii, ca „curentul aperiodic liber" şi „constanta de timp a circuitului", deoarece trebuie să vorbim despre componenta aperiodică, (iar ele pot fi cîteva) şi despre constanta de timp pentru componenta respectivă.

Unele explicaţii ale termenilor sînt în general eronate. Astfel, „ferorezonanţă" are o explicaţie care nu explică nimic şi este aplicabilă numai la conectarea în serie, şi nici aceasta întotdeauna. La conectarea în paralel, în general, nu poate exista în condiţii normale o stare nestabilă sau un salt. In afară de aceasta un miez de oţel poate fi o bobină pusă nu şi „inductanţa".

Explicaţiile la foarte mulţi termeni sînt reprezentate drept rezultate ale unor operaţii matematice. Oare despre permeabilitatea magnetică sau conductanţa specifică nu se poate spune nimic, altceva decît „factorul, care stă pe lîngă... în expresia pentru..."? Sau despre rezistenţa reactivă nimic altceva decît „rădăcina patrată din diferenţa patratelor...". Acestea doar nu constituie explicaţia lor, ci servesc numai ca indicaţie asupra modului în care se poate afla valoarea lor numerică.

Unii termeni sînt de prisos. Sînt absolut inutili termenii ca „curent neperiodic" sau „circuit polifazat nesimetric", care reprezintă termeni opuşi celor existenţi în această privinţă însă fără prefixul „ne". De prisos este şi termenul „sistemul trifazat simetric", care reprezintă un caz particular al termenului general pentru sistemul polifazat.

Termenul „componente simetrice" se referă în general, la sistemul polifazat, iar explicaţia este dată pentru cazul sistemului trifazat. In asemenea cazuri este necesar să se modifice sau termenul, sau explicaţia.

Se pot face încă o serie de observaţii. Insă deocamdată ne limităm la următorul rezumat: 1) proiectul trebuie să fie prelucrat, adăugîndu-i-se termenii necesari astfel încît el să fie completat cel puţin pentru bazele teoretice ale electrotehnicii; 2) termenii trebuie să fie scurţi, iar nu sub forma unor fraze lungi; restul trebuie considerat ca o explicaţie a termenilor: 3) toate explicaţiile trebuie să fie date în aşa fel încît să apară clar latura fizică a termenului iar nu numai operaţia matematică; 4) în explicaţiile termenilor nu trebuie să existe neprecizări şi erori. Explicaţiile trebuie să fie pe cît posibil mai precise şi mai clare.

Dacă vor fi îndeplinite aceste condiţii proiectul poate fi admis drept bază pentru redactarea definitivă a terminologiei

Ing. I. P. JEREBŢOV

Academia tehnică militară de aviaţie
decorată cu Ordinul Steagul Roşu, din Leningrad

O examinare chiar fugitivă a terminologiei propuse pentru electrotehnica teoretică arată că aceasta cuprinde lacune şi inexactităţi esenţiale.

Nu sîntem de acord cu termenul „vid" *). Acest cuvînt are întotdeauna o nuanţă pronunţat idealistă. După cum se ştie, în natură nu există vid. Materia este cuprinsă în întregul univers. Trebuie să se utilizeze termenul de „vacuum" care, deşi textual are acelaşi sens ca şi vidul, totuşi deobicei niciodată nu se asociază cu noţiunea de „vid", proprie filozofiei idealiste. Afară de aceasta, termenul de „vacuum" este admis îndeobşte în tehnică (şi nu numai în tehnica vacuumu-lui după cum au arătat autorii proiectului de terminologie). Este de dorit ca termenii electrotehnicei teoretice să corespundă, pe cît este posibil, cu termenii utilizaţi în electrotehnica practică.

In proiect lipsesc termenii „histerezis dielectric", „sursă de f.e.m." sau „sursă de curent", „magnetodielectric" „curenţi turbionari", „efect pelicular", „efectul de vecinătate", „coeficientul de cuplaj" şi „coeficientul de reflecţie" (pentru circuitele cu constante repartizate) şi o serie de alţi termeni.

Termenul de „histerezis" trebuie înlocuit prin „histerezis magnetic", deoarece mai există şi histerezis dielectric, pe care autorii, în general, l-au uitat.

Foarte nesatisfăcător se defineşte termenul „impuls de curent". In proiect se spune că aceasta este „un curent electric de scurtă durată". Dar ce înseamnează „de scurtă durată"? In comparaţie cu curentul continuu, care durează cîteva ore, curentul care durează o singură secundă reprezintă un curent de scurtă durată. Insă, la examinarea proceselor care au loc în intervale de microsecunde, acelaşi curent are o durată foarte mare. Trebuie să se analizeze serios definiţia impulsului. Ea nu este deloc atît de simplă după cum o consideră autorii proiectului.

Foarte nereuşit — în definiţia curentului variabil — sînt date cele două sensuri ale acestei noţiuni. Trebuie să se renunţe odată pentru totdeauna la cuvinte cu două sensuri în terminologie.

La fel de nereuşit este şi definiţia curentului pulsatoriu. In proiect se vorbeşte foarte neprecis despre o predominare apreciabilă a valorilor instantanee de un semn faţă de valorile de semn contrar. Este legitim să ne întrebăm de cîte ori depăşesc unele pe celalalte: de două ori, de zece ori, de o sută de ori? In definiţie nu se spune nimic despre valoarea medie a curentului pulsatoriu, adică despre componenta sa constantă. Ar fi fost mai just să se definească curentul pulsatoriu ca un curent, invariabil ca sens, însă variabil ca mărime. O asemenea interpretare a naturii curentului pulsatoriu este cea mai răspîndită.

In proiect se face deosebire între noţiunile de curent periodic şi curent variabil. Insă, această deosebire nu se face în mod susţinut.

De exemplu, se vorbeşte despre frecvenţa curentului variabil şi nu despre frecvenţa curentului periodic. Curentul sinusoidal se defineşte ca fiind un curent periodic, deşi el reprezintă un curent variabil (în sensul restrîns al cuvîntului) **). Curentul nesinusoidal poate fi nu numai periodic, ci şi variabil (în sensul restrîns), lucru despre care nu se spune nimic.

---

*) In limba rusă, cuvîntul „vid" (пустота = pustota) înseamnă „gol" (N. tr.).

**) In românește termenului de curent variabil în sensul restrâns îi corespunde termenul de curent alternativ. (*N. tr.*)

În proiect nu există termenul „semiunda curentului variabil" sau un termen care să-l înlocuiască pe acesta. Şi acest termen este foarte necesar. Nu se spune nimic despre valoarea de amplitudine a curentului variabil. In legătură cu amplitudinea sînt necesare foarte multe precizări. De exemplu, se poate denumi drept amplitudine a curentului nesinusoidal valoarea maximă instantanee a acestuia sau valoarea maximă a impulsului.

In partea referitoare la procesele tranzitorii se vorbeşte despre constanta de timp a unui circuit. Nu este destul de clar dacă definiţia se referă numai la circuitul oscilant sau la orice circuit; dacă este vorba numai de circuitul oscilant, atunci de ce se vorbeşte numai despre acest circuit? Nu trebuie să se vorbească despre un circuit ci despre orice circuite. Pentru circuitul oscilant trebuie să se introducă termenul de „rezistenţă caracteristică". Insă pentru circuitele cu constantele repartizate nu trebuie să se folosească acest termen, ci să ne limităm la termenul „rezistenţa la undă". In acest caz diferenţa între aceste noţiuni va fi mai accentuată.

Docent F. I. Cerniavski

cand. în ştiinţe tehnice
Institutul politehnic „Ordjonichidze" din Novocercasc

Printre meritele proiectului trebuie să se considere şi următoarele definiţii ale termenilor fundamentali („electricitatea", „cîmpul electromagnetic") sînt date din punctul de vedere al materialismului dialectic, autorii au evitat întrebuinţarea noţiunii fictive de „mase magnetice", precum şi a termenilor „forţă electrică" şi „forţă magnetică"; autorii au precizat foarte mult definiţiile referitoare la cîmpul electric ş.a.m.d. Totuşi proiectul mai are încă o serie de neajunsuri esenţiale.

Neajunsul principal constă în faptul că o serie de termeni sînt definiţi nu în sensul lor fizic, ci se admit ca definiţie metodele de calcul ale mărimilor corespunzătoare. Deşi în partea introductivă a proiectului se spune că „definiţia majorităţii termenilor este formată pe indicarea, în primul rînd, a conţinutului fizic al termenului, şi în al doilea rînd, a determinării măsurii lor cantitative" — totuşi, acest principiu nu a fost respectat. Chiar noţiunile fundamentale — „permeabilitatea electrică" şi „permeabilitatea magnetică", care au un sens fizic determinat, sînt definiţi ca factori pe lîngă vectorul intensităţii cîmpului respectiv. Această deficienţă se referă în deosebi la termenii părţii VII „Curent alternativ", în care aproape toţi termenii sînt definiţi formal.

In denumirea termenului nu trebuie să se includă numele savantului care a descoperit un fenomen fizic oarecare. De exemplu cîmpul electric, care are caracter potenţial, nu trebuie să se numească „cîmp electric coulombian" după cum s-a procedat în proiect, ci „cîmp electric potenţial".

„Permeabilitatea electrică" şi „permeabilitatea magnetică" trebuie să se definească ca proprietăţi ale corpului, sau ale mediului, care determină viteza de propagare a energiei electromagnetice în corp, sau în mediu.

Absolut nesatisfăcător este termenul „putere aparentă a curentului electric periodic"; el crează o nesiguranţă. Dacă această putere există ca o realitate obiectivă, sau numai „pare" că există. Termenul „putere aparentă a curentului electric periodic" este incorect, şi trebuie înlocuit cu termenul „puterea totală a curentului electric periodic".

In proiect nu este dată definiţia fizică a puterii active (pct. 133) şi a puterii reactive (pct. 136). Puterea activă trebuie să se definească ca viteza de transformare a energiei electromagnetice în alte feluri de energie, iar cea reactivă — ca viteza cu care se realizează schimbul de energie între sursă şi circuit.

Trebuie să se elimine din text termenii trecuţi în paranteze ca „impedanţă" şi „reactanţă" care sînt absolut improprii limbei ruse. Acelaşi lucru trebuie să se facă şi cu termenul „forţă magnetomotoare", care este de asemenea dat în paranteze (pct. 80).

Definiţia componentelor simetrice ale sistemului polifazat nesimetric dată în acest proiect, poate fi aplicată numai la sistemul trifazat, deoarece sistemul cu m faze poate fi descompus în cazul general nu în trei, ci în m sisteme simetrice componente.

In concluzie, trebuie să recunoaştem că proiectul de faţă mai necesită o prelucrare şi completare foarte serioasă. Este de dorit ca terminologia electrotehnicii teoretice să corespundă concepţiilor actuale asupra structurii materiei.

Docent Z. I. Kiazim-Zade

Institutul industrial „Asisbecov"
din Azerbaidjan

Necesitatea sistematizării şi unificării terminologiei electrotehnicii a apărut de multă vreme. In primul rînd trebuie să se sistematizeze terminologia electrotehnică în limba rusă. Dezvoltarea terminologiei electrotehnice în republice naţionale şi în particular în R.S.S. Azerbaidjană se desfăşoară şi se va desfăşura în funcţie de terminologia electrotehnică rusă.

Legile cu privire la fondul lexic principal şi la conţinutul lexic al limbii, formulate de I. V. Stalin, se referă şi la terminologia tehnico-ştiinţifică care constituie o parte organică a conţinutului lexic al limbii.

Lucrările de sistematizare şi unificare a termenilor tehnici trebuie să meargă în două direcţii. In primul rînd termenii trebuie să fie într-o concordanţă riguros ştiinţifică cu sensul lor fizic. Termenii însăşi trebuie să fie construiţi corect şi comod.

In proiectul de terminologie pe care îl analizăm, nu se atinge problema sistematizării termenilor înşişi şi nu se dă o analiză a conţinutului lingvistic nici măcar al termenilor fundamentali ai electrotehnicii teoretice. Nu au fost înlocuiţi termenii învechiţi cu termeni care să corespundă într-o măsură mai mare stadiului actual al ştiinţei. De aceea, definiţiile date în proiect pentru noţiunile fundamentale ale fenomenelor electromagnetice nu se pot admite. Pentru precizarea termenilor tehnici trebuie precizate definiţiile noţiunilor ştiinţifice fundamentale. La baza acestor definiţii trebuie să stea natura fizică a mărimii respective, sau a noţiunii respective. In proiect însă, definiţiile termenilor sînt formulate, pornindu-se numai de la expresia matematică a noţiunii examinate, ceea ce este absolut insuficient.

Dăm un exemplu.

In proiect, fenomenul curentului electric şi mărimea curentului electric sînt reunite într-un singur termen comun — curent. Ar fi fost corect şi raţional ca noţiunea de fenomenul curentului să fie separată de noţiunea mărimii curentului.

Fenomenul curentului trebuie să fie definit, drept fenomenul de transport al particulelor încărcate, de variaţie a cîmpului electric în timp, de polarizare electrică a dielectricului şi a altor procese electrice, care sînt însoţite de cîmp magnetic, denumindu-l cu termenul de curent.

Intensitatea curentului ce poate defini ca limita raportului dintre cantitatea de electricitate, transportată prin circuit într-un interval de timp oarecare, infinit mic şi acest interval de timp cînd acesta din urmă tinde către zero:

$$i = \lim_{\Delta t \to 0} \left(\frac{\Delta Q}{\Delta t} \right).$$

AMPLIFICATORII DIELECTRICI*)

In ultimele decade amplificatorii electronici au început să fie concurați de cei magnetici, de cei cu cristal și în sfîrșit, de cei dielectrici.

Amplificatorul dielectric, constituie în esență, analogia electrică a amplificatorului magnetic. Și aici se cere: un curent alternativ pentru alimentare, scheme de compensare și redresori. Cel mai simplu amplificator dielectric, îl constituie un condensator la saturație, avînd între armături un segnettodielectric (de exemplu, titanat de bariu). Prin

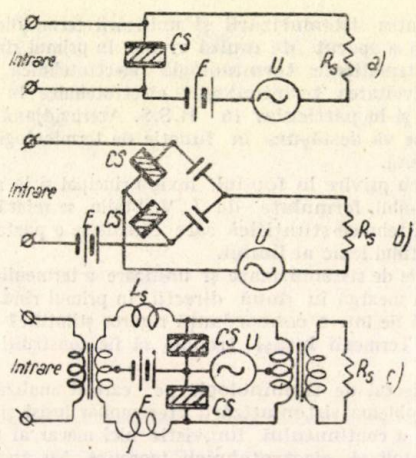


Fig. 1. Amplificatori dielectrici de curent continuu și curent alternativ de joasă frecvență;

a — cea mai simplă schemă; *b* — schemă practică; legarea în punte este utilizată pentru evitarea influenții circuitului de ieșire asupra celui de intrare; *c* — schemă în contratimp; datorită transformatorului dela intrare se utilizează numai în curent alternativ; *CS*— condensator la saturație; R_s — sarcina; *U* — sursa de alimentare în curent alternativ; *E* — bateria de polarizare; L_s — bobina de șoc.

aplicarea unei tensiuni pe condensator, variază constanta dielectrică a materialului izolant, deci variază capacitatea condensatorului și impedanța sa.

Variază astfel și curentul, care trece prin sarcina legată în serie cu condensatorul și cu sursa de alimentare de curent alternativ (fig. 1).

Amplificatorul dielectric, ca și cel magnetic, poate servi atît pentru amplificarea curentului continuu cît și a celui alternativ.

Amplificatorii dielectrici pot fi utilizați în regulatorii automați, în aparate de măsură, în receptori, ca relee, în invertori de fază, modulatori, etc. Ca dielectrici se utilizează titanatul de bariu, anumite combinații ale acestuia cu titanatul de stronțiu și de asemenea, zirconatul de bariu și plumb.

Aceste materiale dau variații mari a lui ε pentru variații relativ mici ale tensiunii de comandă aplicate. Toate au caracteristic, strînsa dependență a lui ε de temperatură (efectul Curie). In punctul Curie, aceste materiale au ε = 150... 10000. Punctul de funcționare se alege în apropierea punctului Curie, sau mai bine, după acesta, deci la o temperatură ceva mai mare, deoarece se obțin astfel mai mici, constanta de timp, efectul piezoelectric fluctuațiile și curba de histerezis

Pentru compensarea influenței temperaturii, se pot pune, într-o schemă complexă de amplificare, doi condensatori într-un regim pînă în punctul Curie și alți doi — după.

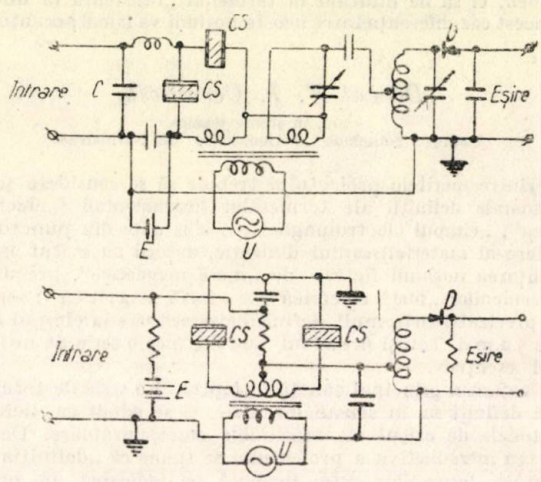


Fig. 2. Scheme practice de amplificatori dielectrici de frecvențe muzicale:

U — sursă de alimentare de înaltă frecvență; *CS* — condensator la saturație; *E* — baterie de polarizare; *D* — detector.

Spre deosebire de cel magnetic, amplificatorul dielectric este un amplificator de tensiune, are impedanțe de intrare și ieșire relativ mari și defazează tensiunea cu 180°. Experiența a arătat, posibilitatea utilizării amplificatorilor dielectrici la frecvențe înalte, pînă la 10 MHz. Unul din amplificatorii dielectrici realizați practic, are un factor de amplificare a puterii de 15 la frecvența de 4000 Hz (fig. 2). In condiții de laborator, s-au obținut amplificatori cu o amplificare de putere de 10^6 pe etaj.

Amplificatorii dielectrici posedă următoarele calități: rezistență mecanică considerabilă, dimensiuni reduse, absența filamentului care se arde, absența energiei necesare încălzirii, absența timpului de încălzire, impedanță de intrare mare, amplificare mare.

Neajunsurile amplificatorilor dielectrici: dependența strînsă de temperatură (efectul Curie), randamentul scăzut, necesitatea unei surse de alimentare de curent alternativ, raportul între impedanțele de intrare și ieșire este limitat.

Numai în acele cazuri speciale, în care calitățile amplificatorilor dielectrici predomină față de neajunsurile lor, aceștia pot concura cu succes amplificatorii electronici.

(„*Electronics*" nr. 12/1951 pag. 84; A. M. Vincent)

Ing. V. F. Remnev

*) Traducere din „*Electricestvo*", 5 (1953).

GENERATOARE CU TENSIUNE CONSTANTĂ PRIN AUTO-COMPUNDARE*)

DENUELL, FIEMAG

Construirea generatoarelor cu autoreglare a tensiunii, părăsită cînd au apărut regulatoarele automate rapide de tensiune, a fost reluată odată cu cererea crescîndă de staţii electrice transportabile.

Se construiesc astăzi generatoare autoreglabile pentru puteri dela 1 la 125 kVA care menţin constantă tensiunea cu o precizie de $\pm$ 1 — 2%.

Construcţie şi funcţionare. Pentru a menţine constantă tensiunea unui generator sincron este necesar să se excite cîmpul acestuia printr-o excitaţie independentă de sarcină şi de factorul de putere. Căderea de tensiune este produsă de reactanţa scăpărilor şi de reacţiunea indusului.

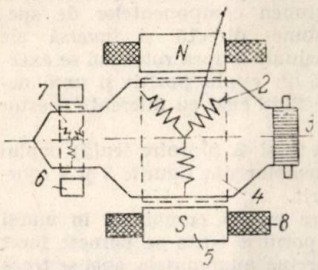


Fig. 1. Generator cu tensiune constantă:

1—înfăşurare de curent continuu; *2*—înfăşurarea indusului principal şi a stabilizatorului; *3* — colector; *4* — indus principal; *5*—poli; *6* — coroana polară; *7* — stabilizator.

Generatorul cu tensiune constantă este excitat cu o excitaţie suplimentară independentă de sarcină şi de factorul de putere, generată de un stabilizator montat pe axul indusului. Prin conectarea în serie a înfăşurării de curent continuu a indusului principal şi a înfăşurării stabilizatorului acest generator funcţionează ca două generatoare de curent continuu conectate în serie (fig. 1). Stabilizatorul nu are însă niciun pol cu excitaţie specială, ci numai o coroană polară.

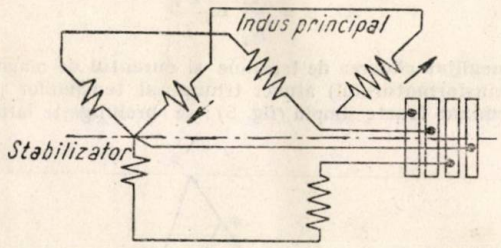


Fig. 2. Schema de conexiune a stabilizatorului.

Cînd generatorul funcţionează în gol se induce tensiune numai în înfăşurarea de curent continuu a indusului principal. In cazul tensiunii nominale punctul de funcţionare se află la începutul porţiunii rectilinii a caracteristicii saturate de funcţionare în gol (fig. 4). Înfăşurarea trifazată a indusului principal este conectată în serie cu înfăşurarea trifazată a stabilizatorului (fig. 2).

Curentul activ care parcurge înfăşurarea trifazată produce în indusul principal cîmpul Φ_w (fig. 3) şi în stabilizator cîmpul $\Phi_{w\cdot t}$, cîmpuri decalate cu unghiul α faţă de zona neutră. Prin aceasta cîmpul constant Φ_0 al generatorului principal este slăbit cu valoarea $\Phi_w \cdot \sin \alpha$. In coroana polară a stabilizatorului ia naştere un cîmp $\Phi_{w\,st} \cdot \sin \alpha$, avînd aceeaşi direcţie ca şi cîmpul principal şi care induce deci în înfăşurarea de curent continuu a stabilizatorului o tensiune suplimentară. In cazul unei încărcări reactive se va produce în generatorul principal un cîmp Φ_B opus cîmpului principal Φ_0. Cîmpul $\Phi_{B\,s}$ produs în stabilizator va coincide ca direcţie cu cîmpul Φ_0 din indusul principal.

In cazul cînd generatorul debitează un curent defazat, cîmpul principal va fi slăbit cu valoarea $\Phi_{inc} \cdot \sin(\alpha + \varphi)$. Cîmpul stabilizatorului va avea în direcţia cîmpului Φ_0 valoarea $\Phi_{st} \cdot \sin(\alpha + \varphi)$.

Tensiunea de curent continuu suplimentară indusă de acest cîmp coincide destul de precis cu tensiunea de excitaţie necesitată de generatorul principal pentru a menţine o tensiune constantă la bornele sale. Prin deplasarea coroanei polare se poate ajusta tensiunea la un anumit factor de putere dorit, de exemplu 0,8, pentru a fi menţinută cu o precizie de $\pm$ 1 — 2%.

Pentru a îndeplini însă condiţia de menţinere constantă a tensiunii este necesar ca stabilizatorul să aibă o caracteristică nesaturată cît mai apropiată de o linie dreaptă (fig. 4).

In fig. 4 ordonatele reprezintă f.e.m. indusă de Φ_0 şi caracteristica în sarcină a excitatoarei, iar abscisele amperspirele AW_0 şi AW_{inc} ale înfăşurării cîmpului. Sub axa abscielor s-a reprezentat f.e.m. E_{st} produsă de $\Phi_{st\,inc}$ în funcţie de amperspirele $AW_{st} \cdot \sin(\alpha + \varphi)$ generate de înfăşurarea trifazată, care acţionează pe direcţia polilor principali. Figura reprezintă în acelaşi timp caracteristica rezistenţei circuitului derivaţie (fig. 5).

$$U_e = i_e \ (R_{C\text{-}D} + R_W).$$

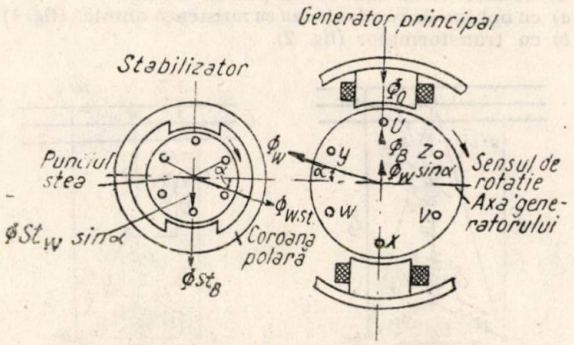


Fig. 3. Distribuirea fluxurilor

In cazul funcţionării în gol AW_{st} este egal cu zero. Generatorul principal se excită la tensiunea U_o corespunzătoare punctului A. Datorită curentului de excitaţie i_o se produc amperspirele AW_o. La încărcarea generatorului amperspirele $AW_s \cdot \sin(\alpha + \varphi)$ produc în înfăşurarea de curent continuu a stabilizatorului o tensiune U_{st}. Tensiunea U_o creşte deci cu valoarea U_{st}.

Este clar că caracteristica rectilinie a rezistenţei trece prin punctul R. Tensiunea de excitaţie creşte pînă la valoarea U_{inc}, în care caz înfăşurarea de excitaţie va fi parcursă de curentul i_{inc} corespunzător punctului C. Deoarece caracteristica este practic rectilinie între punctele A şi C, tensiunea generatorului sincron rămîne constantă (vezi şi „Deutsche Elektrotechnik Nr. 9/1952, pag. 411).

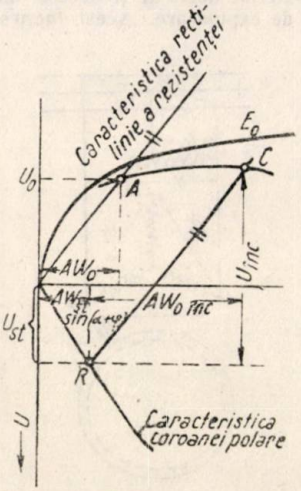


Fig. 4. Curbele caracteristice ale generatorului cu tensiune constantă

Concluzii. S-a arătat că prin separarea circuitelor magnetice al dispozitivului de compundare (stabilizatorul) şi al excitatoarei se poate produce o tensiune de excitaţie care coincide cu destulă precizie cu tensiunea de excitaţie necesară pentru menţinerea constantă a tensiunii la borne la felurite încărcări şi factori de putere. Ca urmare instalarea unui regulator de tensiune devine inutilă. *S. E.*

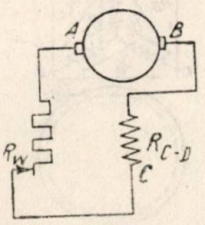


Fig. 5. Circuitul derivaţie.

*) După „*Deutsche Elektrotechnik*", 3 (1953).

PORNIREA BRUSCĂ A MOTOARELOR ASINCRONE*)

KOVÁCS K. PÁL

Membru corespondent al Academiei de Ştiinţe a R. P. Ungare
şi laureat al Premiului Kossuth

Autorul compară cele două procedee de pornire ale motoarelor cu rotorul în scurtcircuit: lentă şi bruscă. Apoi examinează pornirea bruscă cu transformator şi cu condensator studiind condiţiile de pornire în diferite scheme şi pentru diferite aplicaţii. În concluzie analizează aspectul economic al problemei.

Se ştie că pentru anumite acţionări electrice, cuplul iniţial de pornire al motoarelor cu rotor în scurtcircuit este micşorat în mod artificial Aceasta cu scopul de a evita mecanismului acţionat sau chiar motorului—şocul prea intens produs la creşterea bruscă a cuplului dela zero la maxim, în cazul în care motorul ar fi conectat direct la reţea.

Se cunosc două scheme de pornire lentă:

a) cu bobine de reactanţă sau cu rezistenţă ohmică (fig. 1);

b) cu transformator (fig. 2).

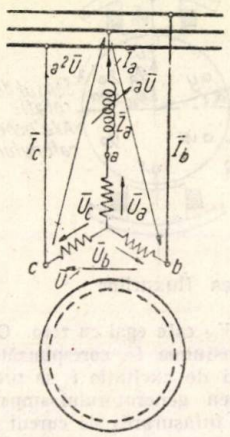


Fig. 1

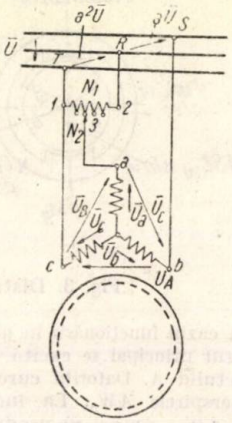


Fig. 2

Un număr mare de acţionări necesită însă un cuplu iniţial de pornire foarte mare (accelerarea maselor mari, centrifuge, malaxoare, unele maşini de ridicat).

Pentru satisfacerea acestei condiţii, proiectantul este nevoit să aleagă un motor mai puternic decît ar fi necesar din punctul de vedere al sarcinii de exploatare. Acest lucru se

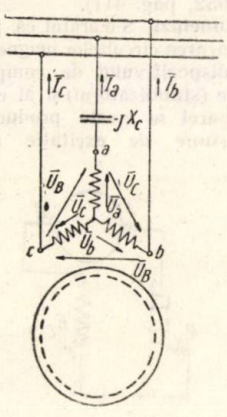


Fig. 3

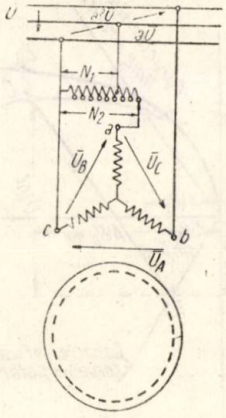


Fig. 4

poate evita recurgînd la schema de pornire bruscă, care permite mărirea cuplului iniţial de pornire al motoarelor.

Se cunosc două scheme de pornire bruscă:

a) cu condensator (fig. 3);

b) cu transformator (fig. 4).

*) După „*Elektrotechnika*" (R. P. U.) 4 (1953)

Atît pornirea bruscă cît şi cea lentă se realizează prin deformarea triunghiului tensiunii trifazate aplicată motorului produsă cu ajutorul aparatului de pornire. Sub acţiunea componentelor de succesiune directă şi inversă ale tensiunii asupra rotorului se exercită un cuplu pozitiv şi unul negativ, cuplul iniţial de pornire fiind egal cu diferenţa acestor două cupluri.

In cazul schemelor din fig. 1 şi 2 (pornire lentă) cuplul este micşorat, iar în cazul schemelor din figurile 3 şi 4 (pornire bruscă), cuplul este mărit.

Ambele procedee de pornire pot fi combinate în una şi aceiaşi schemă. Cu ajutorul pornirii lente se pornesc încet masele mari sau se pun sub sarcină angrenajele, apoi se trece la pornirea bruscă, deoarece în acest caz cuplul mare de pornire nu mai provoacă şocuri inadmisibile.

Bineînţeles că după terminarea pornirii dispozitivele auxiliare sînt scoase din circuit.

Pornirea bruscă cu transformator. Se ştie că în cazul alimentării motorului asincron trifazat cu o tensiune asimetrică, cuplul iniţial de pornire este proporţional cu suprafaţa triunghiului tensiunilor la borne.

Dacă se notează raportul de transformare al transformatorului de pornire din fig. 4 cu

$$\mu = \frac{N_2}{N_1} = \frac{U_B}{U}$$

(s-a neglijat căderea de tensiune şi curentul de magnetizare al transformatorului) atunci triunghiul tensiunilor poate fi determinat foarte simplu (fig. 5): se prelungeşte latura a^2U

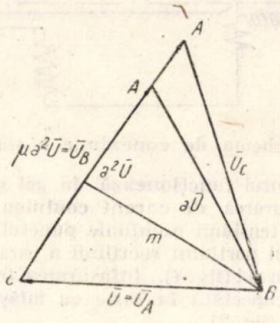


Fig. 5

a triunghiului de tensiuni simetrice în aşa fel încît să devină $\mu a^2 U$.

Din figura 5 se vede că dacă în cazul aplicării unei tensiuni simetrice cuplul de pornire este M_z (triunghiul tensiunilor are laturile U, aU şi a^2U), în cazul pornirii bruşte cuplul de pornire devine

$$M_b = \mu M_z$$

dacă $\mu > 1$ avem pornire bruscă,

$\mu < 1$ avem pornire lentă.

Autorul a executat un număr de încercări folosind un motor Ganz cu dublă colivie, 6,6 kW, 1425 rot/min, 440 VΔ, acţionînd un număr de discuri simple cu momentul de volant cunoscut şi reglabil.

Cuplul de pornire a fost determinat din tangenta la origine a oscilogramei turaţiilor de accelerare $\left(\frac{dn}{dt}\right)$

Cercetările au fost efectuate în diferite condiţii de asimetrie ale tensiunii.

Rezultatele au verificat că într-adevăr cuplul este proporţional cu raportul de transformare al transformatorului.

Incercările au mai arătat că în cazul conexiunii în stea a motorului, valoarea tensiunii de linie U_B a fost mărită pînă la o creştere a cuplului cu 50%, iar în cazul conexiunii în triunghi, pînă la 30%.

In practică nu se recomandă în cazul motoarelor pornite în triunghi, ridicarea tensiunii unei faze cu mai mult decît 30%.

Pornirea bruscă cu condensator. Dacă se corectează o impedenţă Z_a în faza a a unui motor asincron trifazat, cuplul de pornire este exprimat prin următoarea relaţie generală

$$\frac{M_b}{M_z} = \frac{1 + 2t\cos\alpha}{1 + 4t\cos\alpha + 4t^2},$$

unde:

M_b este cuplul de pornire la tensiunea asimetrică;
M_z — cuplul de pornire la tensiunea simetrică;

$t = \frac{1}{3}\frac{Z_a}{Z_b}$ (Z_b fiind impedanţa în cazul $s = 1$)

$\alpha = \varphi - \varphi_z$ (diferenţa argumentelor impedanţelor

$$Z_a = Z_a e^{j\varphi}; \quad Z_z = e^{j\varphi_z}).$$

In cazul pornirii bruşte cu condensator

$$Z_a X_c e^{-j\frac{\pi}{2}} = -jX_c$$

şi

$$\frac{M_b}{M_z} = \frac{1 - 2\sin\varphi_z}{1 - 4t\sin\varphi_z + 4t^2}$$

Pentru $s = 1$, factorul de putere al motoarelor de construcţie normală şi puteri mai mari decît 1,5 kW este cuprins între 0,2 — 0,5. Ca urmare sin φ_z variază între 0,98 şi 0,865. Rezultă că factorul de putere pentru $s = 1$ influenţează numai într-o măsură foarte mică mărirea cuplului în cazul pornirii bruşte cu condensator.

Incercările efectuate de autor au arătat că prin intercalarea condensatorului s-au obţinut următoarele rezultate:

M_b/M_z

t	0	0,005	0,1	0,2	0,3
$\cos\varphi_z = 0{,}2$ . . .	1	1,11	1,24	1,62	2,22
$\cos\varphi_z = 0{,}5$ . . .	1	1,09	1,19	1,4	1,71

In cazul conectării directe, puterea condensatorului este aproximativ de t ori mai mare decît puterea de scurtcircuit a motorului în kVA. Dacă $t = 0{,}1$ şi curentul de scurtcircuit este de 5 ori curentul nominal, avem nevoie pentru pornirea bruscă de un condensator dimensionat pentru aproximativ jumătate din puterea motorului.

Dacă însă la pornirea cu condensator motorul este conectat în stea, condensatorul trebuie dimensionat numai pentru o putere egală cu de $t/3$ ori puterea de scurtcircuit în cazul conectării directe.

Incercările efectuate au mai arătat că tensiunea fazei a în care s-a intercalat condensatorul a crescut în aceiaşi măsură ca şi cuplul de pornire. De asemenea că simetria tensiunilor este maximă la pornire şi că ea scade treptat pe măsura apropierii de regimul de mers în gol. In articol, autorul studiază procesul de pornire în cazul conexiunii bruşte cu transformator şi cu condensator, deducînd ecuaţiile cuplului şi ale tensiunilor şi arătînd metodele grafice de determinare a tensiunilor pe fiecare fază pentru diferite alunecări şi valori ale lui t.

Concluzii tehnice şi economice. Pornirea bruscă trebuie şi poate fi folosită la acţionările industriale, care necesită un cuplu iniţial de pornire mare ce nu se poate realiza cu un motor standardizat de putere corespunzătoare condiţiilor de exploatare.

Prin intercalarea unui condensator sau a unui transformator în una dintre faze, se evită utilizarea unui motor supradimensionat. Putem considera cuplul de pornire proporţional cu puterea motorului. Dacă dorim să mărim cuplul cu 20%, putem alege în cazul pornirii bruşte un motor cu 16,5% mai mic decît în cazul pornirii directe. Este însă necesar să instalăm un condensator dimensionat pentru jumătate din puterea motorului. Rentabilitatea sistemului depinde deci de preţul condensatorului.

Procedeul cu transformator este mai avantajos din punct de vedere al costului investiţiilor. Trebuie avut însă în vedere că din cauza regimului de funcţionare de scurtă durată, transformatorul şi condensatorul au o putere de trecere de cîteva ori mai mare decît puterea de durată.

Dacă condensatorul este alcătuit din trei unităţi, el poate fi utilizat şi pentru ameliorarea factorului de putere, odată pornirea terminată; acest considerent trebuie luat în seamă la calculul rentabilităţii economice a procedeului.

S. E.

CONSFĂTUIREA CU TEMA „FOLOSIREA CURENȚILOR DE ÎNALTĂ FRECVENȚĂ LA CĂLIREA PIESELOR ȘI FIXAREA PLĂCUȚELOR DE ALIAJ DUR PE SCULE AȘCHIETOARE"

La 29 ianuarie 1954 a avut loc consfătuirea inițiată de secția de specialitate Mecanică și Metalurgie a Filialei Regionale București a Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. pe tema „Folosirea curenților de înaltă frecvență la călirea pieselor și fixarea plăcuțelor de aliaj dur pe scule aşchietoare".

Consfătuirea a fost condusă de un prezidiu format din tov. Ing. Duca Zoltan președintele comitetului secției Mecanică și Metalurgie, tov. Ing. Micula Ovidiu director general tehnic al Ministerului Metalurgiei și Construcțiilor de Mașini, tov. Ing. Șoltuz Constantin, tov. Ing. Lazaride Gh. director general adjunct tehnic al Ministerului Energiei Electrice și Industriei Electrotehnice, tov. Cîmpeanu din partea Comitetului Central al Sindicatului muncitorilor din metalurgie, tov. Badea Nicolae stahanovist la uzinele 23 august.

Datorită progreselor însemnate realizate de industria electrotehnică astăzi se pot fabrica în țară cîteva tipuri de generatori de înaltă frecvență. Rolul consfătuirii este acela de a analiza principiul metodei și posibilitățile aplicării ei pe scară largă în industria constructoare de mașini.

In referatul prezentat tov. Ing. Chintescu Matei după ce face o succintă explicare a fenomenului trece la aplicațiile practice ale metodei arătînd atît cele curente cît și cele speciale.

Se arată avantajele calitative obținute prin aplicarea metodei de încălzire cu ajutorul curenților de înaltă frecvență la tratamentul termic al sculelor tăietoare. După ce se exemplifică arătîndu-se tipurile de scule la care folosirea metodei se indică în mod deosebit se expune folosirea metodei la tratamentul termic de suprafață al unor piese de mașini.

Referatul scoate în evidență tendința de a folosi pe scară tot mai întinsă metoda de încălzire inductivă. Totodată se arată comparativ comportarea pieselor tratate cu ajutorul curenților de înaltă frecvență față de sistemul de tratament termic obișnuit.

Din cauza greutăților ce se ivesc în practica de fabricație, se tratează mai amplu călirea pieselor cu profile definite și a vilbrochenelor. Deasemeni se tratează posibilitățile de călire a roților dințate.

Se expune apoi problema lipirii plăcuțelor de metal dur pe scule aşchietoare ca domeniu de aplicare al încălzirii cu curenți de înaltă frecvență. Se dau metodele de lucru și rezultatele experimentale obținute.

Referatul subliniază în încheiere importanța tehnico-economică a metodei expuse, extinderea pe care ea a luat-o în Uniunea Sovietică și necesitatea aplicării ei la noi în țară.

Referatul următor a fost ținut de tov. ing. Steru Marius și s-a ocupat „Despre generatori de înaltă frecvență pentru călirea superficială și topire; posibilități de fabricare în R. P. R. ".

Referatul explică o serie de probleme electro-termice ce se ivesc la călirea inductivă în curenți de înaltă frecvență relieffndu-se importanța diferiților factori necesari la alegerea caracteristicilor generatorilor ce se folosesc. Apoi se indică aparatura necesară rezultatele obținute în acest domeniu în U.R.S.S. cît și posibilitățile de construcție în țara noastră a instalațiilor de curenți de înaltă frecvență.

După expunerea referatului au urmat ample întrebări și discuții. Apoi a rulat un film documentar.

In încheierea consfătuirii s-a adoptat o rezoluție.

Rezoluție

Inginerii și tehnicienii preocupați de traducerea în viață a hotărîrilor plenarei lărgite a C. C. al P.M.R. din 19—20 august, privind îmbunătățirea calității produselor și a eftinirii lor, prin introducerea de noi metode de muncă și noi procese tehnologice constată necesitatea introducerii și folosirii pe scară cît mai largă a metodelor avansate pe care le oferă tehnica și știința modernă.

Constată că în special în U.R.S.S. metoda de încălzire inductivă cu ajutorul curenților de înaltă frecvență a metalelor în scopuri tehnologice a luat o extindere deosebită.

Diferite întreprinderi din regiunea București și din țară au fost dotate cu instalații de curenți de înaltă frecvență, însă utilizarea lor se face pe o scară redusă deși există premizele pentru aplicarea pe scară largă a acestei metode.

Față de această situație în urma referatelor și discuțiilor purtate consfătuirea face următoarele recomandări ministerelor:

M.I.M.C.M., M.E.E.I.E., M.I.U.

a) Pentru utilizarea la maximum a instalațiilor existente se recomandă ca o fază intermediară pînă la creiarea cadrelor de specialiști și la utilizarea întreprinderilor care necesită dotarea cu instalații, crearea unor centre de călire la suprafață pe lîngă unele uzine importante.

Aceste centre vor trebui să se facă pe baza unei juste repartiții a instalațiilor existente în țară, care să deservească necesitățile diferitelor uzine din raza respectivă.

b) Formarea cadrelor de specialiști pentru centrele de călire și popularizare a metodei să se facă prin organizarea de cursuri, conferințe, broșuri, articole și schimburi de experiență și diafilme.

c) Studierea atentă a proiectării pieselor noi și schimbarea procesului tehnologic de fabricație, condiția esențială pentru aplicarea metodei pe o scară cît mai largă.

d) Se recomandă M.E.E.I.E. introducerea în fabricație a generatorilor electronici și a generatorilor rotativi de înaltă frecvență de tipuri diferite.

Consfătuirea trasează următoarele sarcini cercurilor ASIT:

1. Prelucrarea referatelor și a rezoluției în cercurile ASIT din secțiile de specialitate: Mecanică și Metalurgie, Electricitate și Industrie Ușoară — pentru traducerea în viață a hotărîrilor consfătuirii.

2. Cercurile ASIT din întreprinderile interesate și în deosebi cercurile 23 august, Mathyas Rakosi, Griviția Roșie, 21 decembrie, Tehnometal, Radio Popular, ICPET, IPROMPROECTĂRI, au ca sarcină studierea actualelor procese tehnologice în vederea reproectării și adaptării metodei de încălzire inductivă prin curenți de înaltă frecvență.

3. Cercurile ASIT din întreprinderile interesate au sarcina de a determina includerea în programa analitică a școlilor de calificare și perfecționare a metodei de încălzire prin inducția cu ajutorul curenților de înaltă frecvență.

4. Cercurile ASIT din întreprinderile care au obținut rezultate practice mai importante în acest domeniu au sarcina de a trimite material spre publicare revistelor tehnice ASIT.

5. Cercurile ASIT din Ministere, Institute și Intreprinderi vor raporta trimestrial secțiilor de specialitate acțiunile întreprinse în această problemă cît și rezultatele obținute.

(* * *): **Culegere de studii ştiinţifice relative la telecomunicaţiile cu fir.** Editura Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S., Moscova, 1953.

Laboratorul de cercetare a problemelor ştiinţifice ale telecomunicaţiilor cu fir, de pe lîngă Academia de Ştiinţe a U.R.S.S. a iniţiat publicarea unor culegeri din studiile efectuate. Culegerea de faţă reprezintă a doua culegere publicată, şi grupează o serie de studii importante efectuate în legătură cu diverse probleme ale telecomunicaţiilor. Redactorul culegerii este V. I. Kovalencov, membru corespondent al Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S.

Majoritatea studiilor din actuala culegere se referă la probleme legate de studierea ecuaţiilor telegrafiştilor, însă sînt şi studii privind filtrele şi centralele telefonice automate.

Culegerea începe cu articolul lui V. I. Kovalencov: Analiza tensiunii şi curentului la capătul unei linii neomogene, în care se studiază în fond problema propagării pe o linie neomogenă, formată din mai multe secţiuni caracterizate prin constante diferite, linia fiind terminată pe o impedanţă Z_a, la celălalt capăt fiind conectat un generator ce produce o f.e.m. sinusoidală. Se ţine seama de impedanţa internă a generatorului.

V. N. Kuzneţov semnează un important articol intitulat: Stabilirea proceselor electromagnetice pe liniile infinite, la conectarea unei forţe electromotoare variabile. Studiul este la un nivel înalt, şi tratează această problemă cu ajutorul transformatei Fourier. Dîndu-se f.e.m. aplicată în origină, pentru toate momentele, se dau formulele care permit calcularea tensiunii şi a curentului în orice punct al liniei, şi în oricare moment ulterior. Se determină viteza de propagare a frontului de undă, şi se transformă integralele de contur, complexe, care intervin, cu ajutorul funcţiilor Bessel.

Studiul lui V. A. Sudacov: Utilizarea sistemelor de coordonate bipolare, la calcularea cîmpului static şi staţionar al liniilor, are un caracter diferit. Aci se dau mai întîi noţiuni asupra sistemelor bipolare, iar apoi se tratează în acest sistem ecuaţiile clasice ale electricităţii: ecuaţiile lui Laplace, Poisson, şi a undelor. Se aplică rezultatele obţinute la studierea cîmpului magnetic produs de un sistem de doi cilindri circulari, paraleli, atunci cînd ei sînt făcuţi dintr-un material nemagnetic, şi atunci cînd sînt făcuţi dintr-un material magnetic. Se studiază atît cazul cilindrilor de raze egale, cît şi al celor de raze neegale. De asemenea, cazul cilindrilor concentrici, încărcaţi cu sarcini contrarii, sau de acelaş semn.

Studiul următor se datoreşte lui N. A. Brazma, un cercetător din R.S.S. Letonă, care este cunoscut pentru studiile publicate în ultimii ani în DAN S.S.S.R., relativ la sistemele de conductori. Şi în articolul de faţă, se studiază aceeaşi problemă, anume a fenomenelor electromagnetice care au loc la propagarea pe un sistem format din mai mult de doi conductori. Articolul este intitulat: Asupra unor fenomene de cvasi-rezonanţă care au loc la fascicolele de conductori. Studiul se face pe baza transcrierii ecuaţiilor telegrafiştilor într-un mod particular, anume:

$$\frac{\partial \mathbf{u}}{\partial x} = \mathbf{Ri} + \mathbf{L}\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial t}$$

$$\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial x} = \mathbf{Gu} + \mathbf{C}\frac{\partial \mathbf{u}}{\partial t}$$

unde **u** şi **i** sunt matrice coloane, ale căror elemente reprezintă tensiunea şi curentul pe un fir al fascicolului, iar **R, L, G, C**, sunt matrice cuadratice, corespunzînd rezistenţei, inductanţei, conductanţei şi capacităţii fascicolului.

Bazaţi pe această transcriere specială, se pun în evidenţă anumite proprietăţi matematice, care sînt apoi interpretate fizic.

I. A. Ovseevici publică studiul intitulat: Fenomene tranzitorii în sisteme liniare, cu o caracteristică ce variază monoton în timp.

Se dau metode aproximative de tratare, şi se dă un exemplu: studierea unui amplificator format din mai multe etaje identice.

A. F. Beleţkii publică studiul: Lărgirea categoriei sarcinilor, pe care poate să lucreze filtrele, ţinîndu-se seama de parametrii caracteristici. Autorul dă o metodă de calculare a filtrelor, care permite ca filtrele astfel proiectate să nu lucreze pe impedanţa caracteristică. Se dau exemple de calcul, utilizînd metoda propusă.

Ultimul studiu, datorit lui A. D. Harcevici, se intitulează: Asupra problemei capacităţii optime a selectorilor centralelor telefonice automate. Problema este tratată mai întîi în general, apoi pentru anumite cazuri particulare, privind centralele sovietice, aceste cazuri fiind tratate în detaliu.

Toate problemele tratate în culegerea de faţă se caracterizează atît printr-un înalt nivel ştiinţific, cît şi prin faptul că sînt legate de practică, majoritatea problemelor teoretice, fiind ilustrate prin exemple concrete, numerice.

GROSZKOWSKI Ia, prof., dr., ing.: **Generarea oscilaţiilor de înaltă frecvenţă şi stabilitatea frecvenţei.** Editura pentru literatură străină, Moscova, 1953.

Cartea de faţă reprezintă traducerea în limba rusă a lucrării cu acelaş nume a cunoscutului om de ştiinţă polonez, prof. Dr. Ing. Ianus Groszkowski, ale cărui cercetări privind teoria oscilatorilor electronici, sînt astăzi clasice în întreaga lume. Cartea de faţă este formată în parte din articolele publicate de autor în presa străină, şi în parte din lucrări noi.

In prima parte a cărţii se studiază tipuri mai vechi de oscilatori — care se mai întrebuinţează şi astăzi — însă mai rar: alternatori şi generatori cu arc. Se studiază aci problema oscilaţiilor amortizate ce se produc în circuite, şi în legătură cu producerea oscilaţiilor întreţinute se studiază problema impedanţelor negative şi în special aceia a rezistenţei negative, dîndu-se scheme de producere a acestor rezistenţe cu montaje electronice cu reacţie.

Se trece apoi la problema oscilatorilor electronici liniari, studiind atît oscilatori cu un singur circuit acordat, cît şi oscilatori cu două circuite acordate, dînd indicaţii asupra fenomenului de tîrîre a frecvenţei, subiectul fiind tratat destul de adînc. Teoria este ilustrată apoi prin exemple relative la generatorii cu arc de mică putere şi la oscilatorii dinatron, montaje tipice cu rezistenţă negativă. Se tratează apoi un alt subiect interesant, anume acela al generatorilor electronici polifazaţi. In continuare se studiază generatorii electronici cu tuburi cu reacţie, dîndu-se scheme şi teoria acestui tip de oscilatori. Şi aci se dau exemple de calcul a acestor oscilatori. Se atinge în treacăt şi problema oscilatorilor pentru frecvenţe foarte înalte.

După aceasta se trece la teoria neliniară a oscilatorilor electronici domeniu în ca e autorul are contribuţii însemnate. Se studiază aci comportarea unui circuit liniar, conectat la o rezistenţă negativă neliniară — dîndu-se ca exemplu un oscilator dinatron — ca şi oscilatorii cu tuburi electronice cu circuite de reacţie — ţinîndu-se seama de caracteristica neliniară a tuburilor. Tocmai în aceste direcţii se numără contribuţiile mai importante ale autorului, care a studiat influenţa armonicelor asupra funcţionării oscilatorilor electronici. Se regăsesc aci vechile rezultate cunoscute din vechile articole ale autorului, ca şi unele rezultate noi.

Se trece apoi la studierea problemei stabilităţii frcvenţei oscilatorilor cu tuburi electronice, arătîndu-se influenţa pe care o exercită asupra frecvenţei atît variaţiile elementelor liniare, cît şi a elementelor neliniare. Se studiază aci în amănunt influenţa inductanţei cît şi a capacităţii asupra frecvenţei, arătîndu-se şi metodele practice ce trebue adoptate pentru a minimaliza influenţa variaţiei acestor elemente. De asemeni se studiază destul de aprofundat problema termostatelor ce se adoptă la oscilatorii de mare stabilitate. Se dau metode pentru a compensa influenţa tensiunii de alimentare.

Problema oscilatorilor mecanoelectrici este tratată inegal: oscilatorii cu cuarţ sînt studiaţi în adîncime; oscilatorii magnetostrictivi, cei cu diapazon şi zumerile sînt tratate foarte sumar şi numai calitativ. Este şi normal să fie aşa, de oarece pentru a obţine oscilatori stabili, se utilizează

generatori cu cuarţ, şi nu din celelalte categorii de oscilatori mecanoelectrici.

In ultima parte a cărţii se descriu o serie de oscilatori speciali: generatori cu flux electronic (clistroane); generatori cu oscilaţii ale electronilor (oscilatori Barkhausen-Kurz); oscilatori cu magnetron şi oscilatori de relaxare. Şi aceste probleme sînt tratate mai mult informativ, fără a se intra prea mult în detalii.

In concluzie, cartea lui Groszkowski corespunde întru totul scopului — rezumat în titlu — prezentînd atît o vedere de ansamblu asupra diverselor tipuri de oscilatori existenţi — cît în special o studiere amănunţită a problemei producerii şi stabilizării frecvenţelor înalte. Cartea prezintă de asemenea interes pentru frumoasa tratare a problemei oscilatorilor neliniari.

Traducerea sovietică apare cu o completare faţă de originalul polonez, şi anume cu o bibliografie a unor lucrări sovietice relative la problema oscilatorilor. Se găsesc astfel aci citate în afară de lucrări cunoscute ca cele ale lui Teodorcic, şi altele mai puţin cunoscute, însă importante, cum ar fi acele ale lui B. K. Şembel, relative la impedanţa echivalentă a oscilatorilor.

Prof. Ing. *Edm. Nicolau*

PROBLEME DE AUTOMATIZARE. — BIBLIOTECA ANALELOR ROMÎNO SOVIETICE

seria tehnică nr. 22

Ridicarea productivităţii muncii, mecanizarea proceselor grele de muncă şi automatizarea cît mai largă a producţiei constituie unele din sarcinile de bază ale industriei socialiste.

Greutatea specifică şi importanţa automatizării creşte necontenit în industria modernă.

Volumul nr. 22 din seria tehnică (apărută la I. S. R. S.) redă două aspecte ale problemelor de automatizare, aspectul teoretic în care se expun metodele matematice de studiu ale proceselor de automatizare, care utilizează teoria funcţiilor cu variabilă complexă şi aşa numita algebră a logicii şi aspectul practic în care se arată efectuarea automatizării unor procese de producţie din diferite ramuri, dîndu-se astfel atît metodele teoretice de atac ale problemei, cît şi sugestii de soluţionare practică pe care le poate aplica atît direct, cît şi prin analogie.

Articolul „Automatizarea proceselor de producţie" constituie un studiu introductiv, care urmează pe de o parte înţelegerea metodelor matematice abstracte din articolele următoare, iar pe de altă parte, sintetizează procedeele folosite în practica automatizării, prezentînd problemele care se ivesc cu această ocazie.

„Construirea schemelor cu relee şi contacte cu legături în punte" de M. A. Gavrilov prezintă cercetările originale ale autorului, în legătură cu utilizarea unui număr de elemente simple pentru construirea unor scheme oricît de complicate. Partea originală constă în aceea că pentru alegerea legăturilor şi selecţionarea schemei se folosesc metodele algebrei logicii.

In articolul „Teoria reglajului discontinuu" I. Z. Tipkin face studiul carcteristicilor sistemelor de reglaj discontinui şi a stabilităţii acestora, prin teoria funcţiilor cu variabilă complexă. Astfel, se utilizează funcţiile în scară şi transformarea Laplace discretă a acestor funcţii şi se studiază caracteristica dinamică a diferitelor elemente de impuls din sistemele de reglaj discontinuu. Ca exemplificare se studiază sistemul de reglaj automat al temperaturii fără reacţie şi cu reacţie mecanică şi reacţie elastică termică. Se dau tabele de funcţii şi a imaginilor lor.

Articolul lui V. A. Trapeznikov „Principiile de construcţie ale aparatelor industriale pentru control şi reglaj automat" analizează principalele tipuri de aparate folosite în industrie, clasificîndu-le după tipul lor de funcţionare. Se prezintă o comparaţie între diferitele sisteme de reglaj şi se expun problemele ştiinţifice şi tehnice pe care acestea le ridică.

Articolul lui V. S. Vihman „Controlul automat în industria constructoare de maşini" tratează problema folosirii aparatelor complexe de măsurare cu dispozitiv de comandă (control activ). Un astfel de aparat înlocuieşte munca a douăzeci de controlori. Se examinează unele lucrări de introducere a mijloacelor de control activ, executate de către laboratorul de cercetări ştiinţifice în domeniul dispozitivelor electrice de automatizare. Se arată un bloc de măsurare pentru controlul continuu al piesei în cursul rectificării ei.

Articolul „Perfecţionarea comenzii automate a agregatelor din centralele hidroelectrice" de A. F. Iakovlev analizează funcţionarea comenzii automate a agregatelor din centralele electrice şi din cercetarea defectelor ivite la acestea, propune modificări corespunzătoare şi lărgirea sectorului automatizat. Se dă un tabel cuprinzător cu trei variante de automatizare ale aceluiaş agregat, făcîndu-se studiul comparativ al acestora.

Tot de problema automatizării în problema producţiei de energie electrică se ocupă şi articolul lui S. R. Elkin „Automatizarea agregatelor hidraulice cu excluderea regulatorilor de viteză". Se dau considerentele de ordin tehnic şi tehnico-economic, care au dus la montarea dispozitivelor de excitare cu releu, cu acţiune rapidă. Se dă schema electrică a dispozitivului.

Articolul I. S. Zvenigorodski „Canale de comunicaţie pentru telemecanică", studiază folosirea conductorilor liniilor de înaltă tensiune şi a conductorilor telefonici existenţi pentru comanda automată a sistemelor energetice prin metoda măririi numărului de canale de comunicaţie. Se studiază stabilitatea şi siguranţa de funcţionare a diferitelor procedee şi se face comparaţia diferiţelor indici tehnico-economici.

In articolul lui N. Goncearov „Aparate pentru reglarea automată a instalaţiilor frigorigene" se descrie un ansamblu de aparate care permite automatizarea instalaţiilor frigorigene cu amoniac cu o capacitate de 30—50.000 cal. norm. oră, putînd fi montate atît în instalaţiile noi, cît şi în cele existente care au compresoarele frigorifere cu capacitatea corespunzătoare. Sarcina aparatelor este să menţină în camerele de răcire regimul termic necesar.

INDICAȚIUNI PENTRU AUTORI

Redacția roagă autorii să țină seamă la întocmirea manuscriselor, de următoarele:

1. Subiectele trimise spre publicare să fie în strânsă legătură cu sarcinile concrete ale Planului Cincinal și ale Planului de Electrificare și să reflecte munca și realizările dela locul de producție, precum și însușirea experienței și tehnicei sovietice.

2. Tratarea subiectelor să fie făcută la un nivel științific și tehnic ridicat cu consultarea literaturii sovietice de specialitate și într'un stil clar, sobru și concis, evitându-se repetările inutile.

3. Se vor respecta regulile ortografice ale Academiei R.P.R., iar notațiile și termenii tehnici să fie în concordanță cu standardele în vigoare.

4. Expunerea să nu depășească în general 10 — 12 pagini dactilografiate.

5. Articolele să fie scrise la mașină, în dublu exemplar, pe o singură față a hârtiei, la două rânduri, cu o margine în stânga de 5 cm, iar corecturile după dactilografiere să fie executate cu cerneală, pe ambele exemplare. In mod excepțional articolele vor putea fi scrise și de mână, însă numai cu cerneală, foarte citeț și tot pe o singură față a hârtiei.

6. Articolele să fie însoțite de un rezumat de aproximativ 10 rânduri.

7. Articolele să fie însoțite de desene, grafice și fotografii; numărul lor să fie numai cel strict necesar înțelegerii textului.
Desenele să fie executate în tuș negru, pe hârtie de calc, respectându-se normele STAS. In cazul când în mod excepțional, vor fi executate cu creionul, desenele să fie curate și clare. Indicațiile sau notațiile de pe desene vor fi scrise citeț. Fotografiile vor fi clare având dimensiunile de cel puțin 9 × 12 cm.
Desenele, graficele și fotografiile trebue trimise odată cu articolul, dar nu lipite pe manuscris, ci separat, adăugându-se și o listă a lor, care să cuprindă neapărat legendele respective.
Fiecare desen sau fotografie va purta un număr de ordine corespunzător cu cel menționat în text. In textul articolului se va arăta locul figurilor.

8. Formulele să fie scrise de mână, cu cerneală și foarte citeț. Indicii să fie scriși mai jos, iar exponenții mai sus; și unii și ceilalți, mai mici decât simbolurile.

9. Tabelele care vor sintetiza rezultatele cercetărilor să fie explicate și să se indice unitățile de măsură în care sunt alcătuite. Unitățile de măsură străine vor fi transformate în cele metrice.
Titlurile rubricilor se vor scrie complet, fără prescurtări. Conținutul tabelelor va fi scris cu cea mai mare atenție pentru a se evita strecurarea erorilor.

10. Autorii sunt obligați ca la finele articolelor să indice bibliografia utilizată. Această indicare se va face în modul următor:
Pentru tratate: numele autorului, titlul lucrării, localitatea și editura, anul apariției, volumul, pagina.
Pentru periodice: numele autorului, titlul revistei, n-rul, anul, pagina.

11. Toate articolele vor fi semnate de autor. Autorii vor indica totodată, citeț, numele și pronumele complet, adresa, instituția unde lucrează și numerele de telefon spre a li se putea face comunicări în caz de nevoie, precum și domiciliul și circumscripția financiară pentru a li se putea remite drepturile de autor.

12. Articolele care tratează rezultate de cercetări sau realizări vor purta viza instituției respective.

13. In cazul când li se trimit corecturile, autorii sunt obligați să le restitue în termen de maximum 24 ore, neadmițându-se nicio modificare față de manuscris.

14. Remunerarea articolelor și a desenelor se face după apariție potrivit tarifului în vigoare.

ABONAMENTELE

SE FAC LA OFICIILE POȘTALE, PRIN FACTORII POȘTALI ȘI DIFUZORII VOLUNTARI DIN INTREPRINDERI ȘI INSTITUȚII

Tarif pentru întreprinderi — *LEI 96 anual*

Tarif pentru muncitori, tehnicieni, ingineri — *LEI 30 anual*

E 2040

Institut de Documentare Tehnică
BUCUREŞTI
OBMEH - CSERE
VYMĚNA - WYMIANA
TAUSCH - CMCHA

KAT

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.
ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

REFERALVA

4

EDITURA ENERGETICĂ DE STAT
1954

SUMARUL

Pag.

St. Grosu: Probleme în legătură cu construcţia transformatorilor de mare putere 121

Edm. Nicolau: Particularităţile propagării undelor foarte scurte 131

I. V. Helgiu: Din proprietăţile şi aplicaţiile semiconductorilor: triodele cu cristal 141

M. Popov: Asupra „bobinei naturale" 150

DISCUŢII

V. Bunea: Asupra articolului „Determinarea experimentală a inductanţelor de scăpări folosind o metodă de opoziţie" 154

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

Ш. Гросу: Вопросы в связи с конструкцией трансформаторов большой мощности 121

Э. Николау: Особенности распространения УКВ . 131

И. В. Хелжиу: О свойствах и применении полупроводников: кристаллические три ды 141

М. Попов: За „натуральную катушку" 150

ДИСКУССИИ

В. Буня: О статье „Экспериментальное определение индуктивностей рассеяния метод противопоставления" 154

REDACŢIA: Bucureşti, str. I. Ghica nr. 3

Raionul Tudor Vladimirescu

Telefon: 30730—35728

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R. P. R. ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

APARE LUNAR SUB INGRIJIREA UNUI COMITET DE REDACŢIE

Anul II • Nr. 4 1954

Országos Műszaki Könyvtár PÓTPÉLDÁNY

PROBLEME ÎN LEGĂTURĂ CU CONSTRUCŢIA TRANSFORMATORILOR DE MARE PUTERE

Ing. ST. GROSU

Se propun soluţii pentru realizarea seriei de transformatori mari, care să posede siguranţă mare în exploatare şi să permită economia de materiale cît şi simplificarea procesului tehnologic pe linie de proiectare.

1. **Generalităţi.** Am analizat într-unul din numerele trecute ale revistei[1]) cîteva principii de construcţie şi de calcul în ipoteza proiectării unei serii unitare de transformatori de putere mijlocie. Cele scrise în acest articol în legătură cu condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească seria de proiecte şi anume cele scrise cu privire la calităţile transformatorilor, la realizarea economiei de materiale şi simplificarea procesului tehnologic pe linie de proiectare, îşi păstrează valabilitatea principială şi la transformatorii mari, aşa că nu vom mai reveni asupra lor, decît în cazurile în care problemele au un caracter specific.

In cele ce urmează, vom arăta numai soluţiile propuse pentru realizarea seriei de transformatori mari, care să îndeplinească condiţiile enumerate mai sus. Dintre acestea vom considera în primul rînd, şi ca o preocupare permanentă, calitatea de a avea o mare siguranţă de funcţionare.

Din punct de vedere principial, transformatorii mari nu pun probleme noi în legătură cu calculul. Cantitativ însă, anumite valori, care puteau fi neglijate la transformatorii mai mici, devin însemnate, sau pot fi tratate cu soluţii noi şi trebuie luate în considerare. Astfel va trebui să ţinem seama de:

a) supraîncălzirea părţilor interioare ale miezului, faţă de margini;

b) pierderile suplimentare datorite cuvei;

c) deformările datorite fluxului de armonica 3.

Probleme principial noi apar abia la transformatorii de tip special cum ar fi transformatorii cu trei înfăşurări, sau transformatorii cu reglaj sub sarcină.

Din punct de vedere constructiv, ca probleme specifice, apar cele legate de posibilitatea unui transport uşor.

Am stabilit, pentru motive care s-au arătat, ca limită superioară pentru seria mijlocie, puterea 1 800 kVA. In continuare, considerăm că seria transformatorilor mari începe cu puterea 3 200 kVA, deoarece am păstrat ca raţie în progresia geometrică, care reprezintă puterile transformatorilor, valoarea 1,8 (aprox.). Seria continuă cu această raţie numai pînă la 10 000 kVA, după care în mod uzual valorile nu mai ţin seama de acest criteriu.

Astfel seria considerată a puterilor mari, va avea valorile:

3 200 — 5 600 — 10 000 — 15 000 — 20 000 kVA.

In ceea ce priveşte tensiunile, ne vom limita în partea superioară la 110 kV, deoarece tensiunea de 220 kV, nu este încă introdusă în reţelele noastre, — şi în afară de aceasta, elementele de experienţă pe care le avem la îndemînă, nu ne permit încă trecerea la această problemă.

2. **Tipizarea construcţiilor.** Ţinînd seama de avantajele şi dezavantajele pe care le aduce restrîngerea numărului de tipuri constructive — şi ţinînd seama şi de datele experimentale pe

[1]) *„Principii constructive şi de calcul în legătură cu proiectarea unei serii de transformatori de putere mijlocie"*, Electrotehnica, Nr. 3—4, 1953.

care le putem folosi sau extrapola, s-a alcătuit tabela 1, reprezentînd seria transformatorilor mari și modul de repartizare al acestora pe un număr limitat de construcții.

impune din ce în ce mai mult la transformatorii mari.

Se cunosc în general avantajele reglajului sub sarcină, astfel că la transformatorii de impor-

Tabela 1

Seria transformatorilor de putere mare

Nr. crt.	Putere (kVA)	Tensiune (kV)			Trepte reglaj %		Tensiune	Conex.	Nr. construcției	Observații
		Înaltă	Medie	Joasă	Înaltă + —	Medie + —	Scurtcircuit %			
1	3 200	15		5,5	2,5—5		6	YoYo12	1	cu bobinaj terțiar
2	3 200	25		6,3 (3,15)	2,5—5		6,5	YoD5	1	
3	3 200	35		6,3 (3,15)	2,5—5		7	YoD5	1	
4	3 200	35		15	2,5—5		7	YoD5	1	
5	3 200	38,5		6,3 (3,15)	2,5—5		7	YoD5	1	
6	5 600	15		6	2,5—5		8	YoD5	2	
7	5 600	25		6,3 (3,15)	2,5—5		8	YoD5	2	
8	5 600	35		6,3 (3,15)	2,5—5		8	YoD5	2	
9	5 600	38,5		6,3 (3,15)	2,5—5		8	YoD5	2	
10	5 600	60		6,3 (3,5)	2,5—5		8	YoD5	3	
11	5 600	60		26 (15)	2,5—5		8	YoYo12	3	cu bobinaj terțiar
12	5 600	35	26,25	6,3	2,5—5	2,5—5		(YoD5)		
13	5 600	60	35	6,3	2,5—5	2,5—5			3	
14	10 000	38,5		6,3	2,5—5			YoD5	4	
15	10 000	60		6,3 (3,15)	2,5—5		8	YoD5	4	
16	10 000	60		26 (15)	2,5—5		8	YoYo12	5	
								YoD5	5	cu bobinaj terțiar
17	10 000	110	38,5	6,6	4×2,5	2×2,5	8		6	reglaj sub sarcina I.T.
18	15 000	38,5		6,3	2,5—5			YoD5	5	
19	15 000	60		6,3	2,5—5		8	YoD5	7	
20	15 000	60		26 (15)	2,5—5		8	YoYo12	7	cu bobinaj terțiar
								(YoYo5)		
21	15 000	110	38,5	6,6	4×2,5	2×2,5	8		8	reglaj sub sarcina la I.T.
22	20 000	38,5							7	
23	20 000	60							9	
24	20 000	110	38,5	6,6	4×2,5	2×2,5			10	Reglaj sub sarcina la I.T.

Variantele de tensiune care se pot realiza pe cele 10 tipuri constructive, pot fi mai numeroase decît cele trecute în tabelă.

Rămîne principial faptul că pentru o putere anumită pînă la tensiuni din seria 35 kV (inclusiv), pentru toate variantele de tensiune se folosește o singură construcție, pentru tensiunile de 60 kV o a doua construcție și în sfîrșit pentru 110 kV, o a treia construcție.

Folosirea unei singure construcții pentru puteri diferite, și tensiuni diferite, are un caracter întîmplător și se aplică atunci cînd împrejurările o permit.

Astfel este cazul construcției nr. 5 a transformatorului de 10 000 kVA, 60 kV (tip 16) folosită și pentru transformatorul de 15 000 kVA la 38,5 kV (tip 18).

Faptul că la tipul 18 tensiunea este mai mică, unul din bobinaje este în triunghi, răcirea se face cu ventilatoare, face posibilă folosirea tipului constructiv 5, în foarte bune condiții.

Observăm tot din tabela 1, că pentru transformatorii cu tensiunea înaltă 110 kV, s-au prevăzut numai tipurile cu trei înfășurări și cu reglaj sub sarcină.

Tipul cu trei înfășurări are avantajul unei folosiri mai variate, și în afară de aceasta, avînd totdeauna o înfășurare în triunghi, nu mai are nevoie de un bobinaj terțiar, special pentru armonica 3. Construcția cu trei înfășurări se

tanța celor de 110 kV se presupune că odată cu alte greutăți, constructive, trebuie depășite și acelea ale reglajului sub sarcină.

Pînă la puterea 10 000 kVA, inclusiv, se folosește răcirea naturală. Pentru puteri mai mari, răcirea se face cu ventilatoare, așezate pe radiatoare (fig. 1).

3. **Miezul.** In legătură cu construcția miezurilor la transformatorii mari, se ridică o serie de probleme; unele din ele sînt în legătură cu pericolul pe care-l prezintă acesta de a se arde, din cauza unei izolații insuficiente. Altele, în legătură cu realizarea unei construcții robuste din punct de vedere mecanic și ușor de realizat în producție.

Soluțiile diferă de la constructor la constructor, dar mai ales de la fabrică la fabrică, deoarece odată un drum ales, în majoritatea cazurilor este mai comod să se folosească experiența cîștigată și pentru construcțiile următoare.

Arderea miezului se poate produce din cauza unei izolații insuficiente, sau care devine insuficientă în timpul funcționării, din cauza unei încălziri prea mari, sau din cauze mecanice.

Pentru a avea inițial o izolație suficientă, aceasta trebuie realizată îngrijit, iar suprafața miezului secționată din loc în loc prin izolații suplimentare din prespan de 0,5 mm (*a*, fig. 2).

In felul acesta se reduce tensiunea care s-ar aplica spirei în scurtcircuit, care ar putea fi

formată din atingerea marginilor de tole, acolo unde izolația este slabă și tolele au grad.

Canalele de circulație pentru ulei, în cazul cînd sînt longitudinale, pot servi și ele aceluiași scop.

Izolația buloanelor trebuie făcută îngrijit (în special la capete) cu tuburi de pertinax (*b*, fig. 2).

Găurile în miez, necesare trecerii buloanelor, trebuie făcute suficient de largi (aproximativ 8 mm pe diametru peste diametrul bulonului la coloane și 12 mm la juguri).

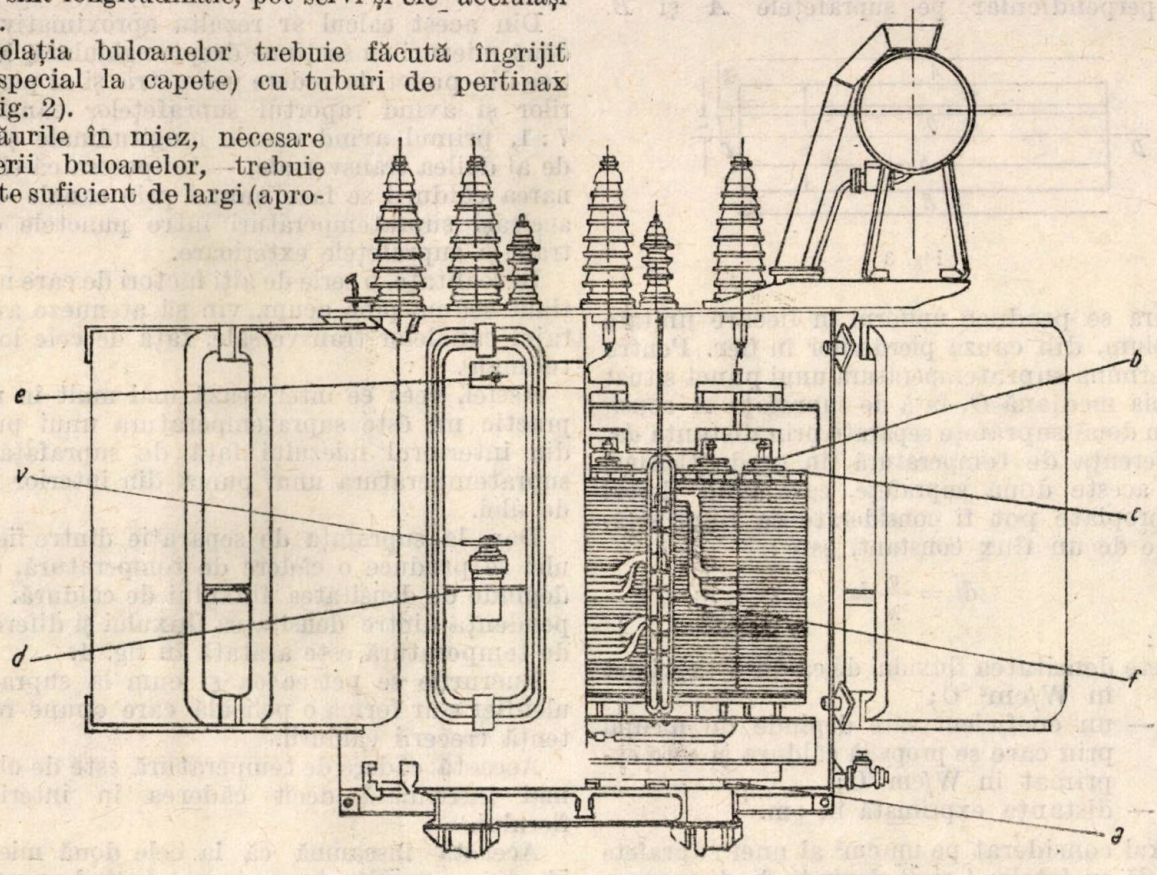


Fig. 1

Strîngerea coloanelor trebuie făcută astfel încît presiunea bulonului să se transmită în două regiuni ceva mai departe de gaură (fig. 2). Se evită în acest fel scurtcircuitarea tolelor în dreptul găurilor.

Sprijinirea miezului pe fund trebuie să se facă prin intermediul direct al tolelor (*a*, fig. 1) și nu prin intermediul buloanelor, a căror izolație s-ar putea astfel forfeca.

Strîngerea miezului nu este necesar să se facă la presiuni prea mari. De obicei, tratatele existente indică presiuni prea mari.

Menționăm că pentru calcul se poate socoti ca suficientă o presiune de 2 kg/cm^2.

Izolația miezului se poate strica în timpul funcționării din cauza unei încălziri locale prea mari. Din această cauză trebuie introduse canale de răcire, prin circulația uleiului. In această privință se pune următoarea problemă din punct de vedere constructiv : canale paralele cu tolele (longitudinale) sau canale perpendiculare pe acestea (transversale)?

Canalele longitudinale sînt mai ușor de realizat din punct de vedere constructiv. Li se aduce critica unei eficacități mai mici, din cauză că drumul fluxului de căldură pînă la ele este îngreuiat de izolația tolelor. Pentru a vedea importanța cantitativă a acestei critici juste din punct de vedere principial, vom face următorul calcul aproximativ :

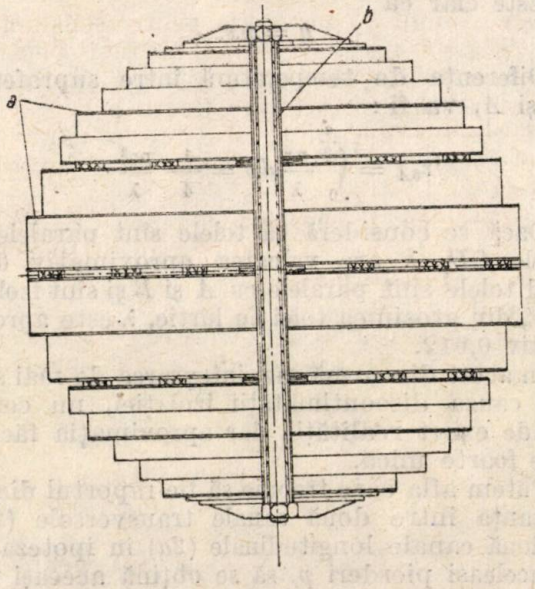


Fig. 2

Să considerăm o porțiune dintr-un miez de fier, limitată de două canale succesive *A* și *B*

(fig. 3) şi de suprafeţele laterale C şi D. Să presupunem, pentru simplificarea raţionamentului că eliminarea căldurii se face numai prin suprafeţele A şi B. In acest caz fluxul de căldură este perpendicular pe suprafeţele A şi B.

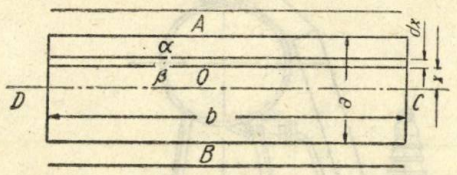


Fig. 3

Căldura se produce uniform în fiecare unitate de volum, din cauza pierderilor în fier. Pentru a determina supratemperatura unui punct situat pe linia mediană O, faţă de suprafaţa A considerăm două suprafeţe separate prin distanţa dx.

Diferenţa de temperatură (în grade Celsius) între aceste două suprafeţe, care fiind destul de apropiate pot fi considerate ca fiind străbătute de un flux constant, este:

$$dt = \frac{q}{\lambda} dx$$

unde:

q este densitatea fluxului de căldură exprimat în W/cm² °C;

λ — un coeficient care depinde de mediul prin care se propagă căldura şi este exprimat în W/cm °C;

x — distanţa exprimată în cm.

q fluxul considerat pe un cm² al unei suprafeţe paralelă cu feţele A şi B, depinde de distanţa x dintre această suprafaţă şi suprafaţa mediană O' şi de pierderile în fier exprimate în W/cm³.

Notăm aceste pierderi cu p.

Ele depind de calitatea tolelor, de izolaţia lor şi de inducţie.

Este clar că

$$q = px.$$

Diferenţa de temperatură între suprafeţele O' şi A, va fi:

$$t_{0A} = \int_0^{\frac{a}{2}} \frac{px}{\lambda} dx = \frac{1}{4} \frac{pa^2}{\lambda}.$$

Dacă se consideră că tolele sînt paralele cu feţele CD, λ are valoarea aproximativ 0,6; cînd tolele sînt paralele cu A şi B şi sînt izolate 10% din grosimea tolei cu hîrtie, λ este aproximativ 0,012.

In acest din urmă caz, integrarea de mai sus, din cauza discontinuităţii izolaţiei, nu corespunde exact realităţii, dar aproximaţia făcută este foarte mică.

Putem afla care trebuie să fie raportul dintre distanţa între două canale transversale ($2a'$) şi două canale longitudinale ($2a$) în ipoteza că la aceleaşi pierderi p, să se obţină aceeaşi valoare t_{0A} din egalitatea:

$$\frac{pa^2}{\lambda} = \frac{pa'^2}{\lambda'}$$

de unde:

$$\frac{a}{a'} = \sqrt{\frac{\lambda}{\lambda'}} \cong 7.$$

Din acest calcul ar rezulta aproximativ că două miezuri cu secţiune dreptunghiulară, identice din punct de vedere geometric şi al pierderilor şi avînd raportul suprafeţelor canalelor 7 : 1, primul avînd canale longitudinale şi cel de al doilea transversale, — în ipoteza că eliminarea căldurii se face numai prin canale — au aceleaşi supratemperaturi între punctele centrale şi suprafeţele exterioare.

In realitate, o serie de alţi factori de care n-am ţinut seama pînă acum, vin să atenueze avantajul canalelor transversale, faţă de cele longitudinale.

Astfel, ceea ce interesează mai mult în mod practic nu este supratemperatura unui punct din interiorul miezului faţă de suprafaţă, ci supratemperatura unui punct din interior faţă de ulei.

Dar, la suprafaţa de separaţie dintre fier şi ulei se produce o cădere de temperatură, care depinde de densitatea fluxului de căldură. Dependenţa dintre densitatea fluxului şi diferenţa de temperatură este arătată în fig. 4.

Lucrurile se petrec ca şi cum la suprafaţa ulei-fier s-ar forma o peliculă care opune rezistenţă trecerii căldurii.

Această cădere de temperatură este de obicei mai însemnată decît căderea în interiorul fierului.

Aceasta înseamnă că la cele două miezuri identice considerate mai sus (avînd canalele

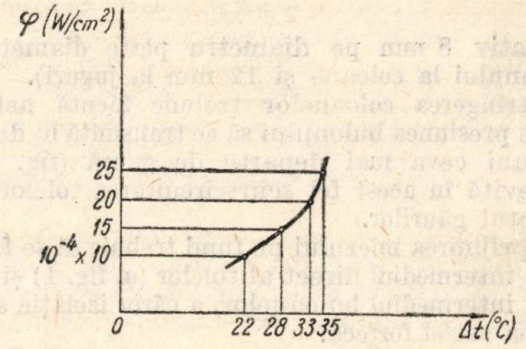


Fig. 4

în raportul dat 7 : 1), supratemperatura punctelor calde din interior faţă de ulei, este mult mai mare la miezul cu canale transversale decît la cel cu canale longitudinale. Aceasta, din cauza căderii de temperatură mult mai mari la suprafaţa fier-ulei, datorită densităţii mult mai mari (de 7 ori) de flux. Rezultă de aici, că raportul necesar dintre suprafeţele de canal longitudinal şi transversal nu este 7 ci altul, mult mai mic.

Un calcul exact bazat pe considerentele de pînă acum se poate face cu atît mai mult cu cît nu am ţinut seamă printre altele de faptul că răcirea se face şi prin suprafeţele laterale.

Rezultatele unor calcule mai complete, şi rezultatele practice arată că raportul necesar între suprafeţele de canal longitudinal şi transversal, spre a obţine aceeaşi eficacitate în răcire, este cuprins între 2—3, pentru transformatorii din seria pe care o considerăm.

Ţinînd seama de aceste rezultate, cum şi de faptul că din punct de vedere al execuţiei soluţia cu canale longitudinale este mult mai uşoară, ne-am oprit asupra acesteia (fig. 2).

Tot în legătură cu consideraţiile de mai sus, apare ca mai avantajoasă folosirea la transformatorii mari a tolei de 0,5 mm în loc de 0,35 mm.

La o tolă de 0,5 mm raportul izolaţie/fier este mai mic, şi deci şi rezistenţa opusă fluxului de căldură, spre canalele longitudinale este mai mică.

O altă problemă care se pune este următoarea : jug ţesut sau jug separat ?

La transformatorii mari curentul de magnetizare este relativ mic, aşa că din acest punct de vedere se poate folosi jug separat. Intre coloană şi jug rămîne în acest caz un întrefier continuu.

Jugul separat are avantaje şi dezavantaje. Are avantajul de a fi uşor demontabil, astfel că în caz de defecţiuni la bobine, schimbarea acestora se face mai uşor. Are dezavantajul de a necesita un sistem complicat de fixare, care dacă nu este bine realizat, produce trepidaţii supărătoare pentru buna funcţionare a transformatorului.

Este greu de precizat care sistem este mai bun. Depinde de tradiţia fabricii. In condiţiile noastre am considerat mai avantajos jugul ţesut.

La miezurile mari, coloanele sau jugurile au uneori dimensiuni mai mari decît lungimea tolei de transformator. In acest caz se pot face ţesături în lungul coloanei sau al jugului fără inconveniente însemnate.

O observaţie importantă în legătură cu calculul circuitului magnetic, este aceea că trebuie să se ţină seama de faptul că prin canalele longitudinale miezul este din punct de vedere magnetic împărţit în mai multe miezuri, fiecare cu flux propriu. Comunicaţia acestor fluxuri, este împiedicată în cea mai mare măsură de canale. Din această cauză nu este suficient ca secţiunea totală a jugului să fie egală sau mai mare faţă de cea a coloanei, ci trebuie ca fiecare sector în parte al jugului să fie echilibrat ca suprafaţă, faţă de sectorul respectiv al coloanei.

Nerespectarea acestei observaţii, duce în general la inducţii prea mari în jug, şi deci la pierderi suplimentare în fier.

4. **Schela.** Principiul constructiv al schelei pentru transformatorii mari este dat în fig. 1.

Sprijinirea miezului se face pe fund prin intermediul unor fiare *U* (*a*, fig. 1) izolate de miez prin plăci de pertinax. In felul acesta se evită ca întreaga greutate a miezului să se sprijine pe izolaţia buloanelor jugului inferior.

Partea inferioară a schelei prezintă pe faţa de sus, suprafeţe la nivelul miezului şi pe care se sprijină izolaţia bobinajului.

Partea superioară este formată din fiare U, pe care se fixează piuliţele buloanelor de presare ale bobinajelor. Presarea cu buloane reglabile şi cu arcuri (*b*, fig. 1) se face numai pe partea superioară. In general în construcţiile moderne există tendinţa de a se desfiinţa arcurile de presare. Totuşi, le-am menţinut într-o măsură mai redusă (numai la partea superioară), deoarece dimensiunile materialelor izolante ale bobinajului nu au suficientă stabilitate în timp, ele contractîndu-se în exploatare. Variaţia de înălţime care poate fi preluată de arc, este de circa 10 mm. Pentru variaţii mai mari, urmează ca în timpul unei eventuale revizii, să se strîngă din nou buloanele de presare.

Pînă la construcţia nr. 5 se folosesc pentru schelă fiare U.

Pentru construcţii mai mari, deoarece fierul U 30 (maxim standardizat) este insuficient, se folosesc construcţii în întregime sudate din tablă.

O particularitate importantă a schelei este aceea că nu este legată în nici un fel de capac.

Transformatorul ridicat de cîrligele schelei, se introduce în cuvă şi se aşează direct pe fund. După aceea se fixează lateral pe pereţii cuvei cu ajutorul unor piese de prindere (fig. 1, *c*).

Dispozitivele acestea au un joc suficient cît să acopere nepotrivirile de construcţie inerente între cuvă şi schelă sau eventualele nepotriviri de dilataţie.

Prin acest mod de prindere şi prin aşezarea transformatorului direct pe fundul cuvei, se realizează în condiţii foarte bune, una din principalele probleme ale construcţiei transformatorului : stabilitatea transformatorului propriu zis în raport cu cuva, şi rezistenţa întregii construcţii, la condiţii grele de transport. In felul acesta, uneori cuva este consolidată prin prinderea ei internă, de schelă, ceea ce poate conduce la sinplificări în construcţia cuvei.

Comutatorul vertical, în cazul construcţiilor, fără reglaj sub sarcină este prins direct pe schelă.

Capacul după cum am arătat mai sus, este complet separat de schelă. Construcţia acestuia este simplificată prin faptul că din punct de vedere al rezistenţei el trebuie să facă faţă numai propriei sale greutăţi şi aceleia a izolatorilor.

Felul construcţiei izolatorului permite de altfel, şi schimbarea oricărui izolator, care a fost spart, fără decuvare.

5. **Cuva şi sistemul de răcire.** La seria de transformatori mari, se folosesc cuve cu radiatoare demontabile.

Dacă la puterile de la începutul seriei avantajul radiatoarelor demontabile nu este încă evident, la puteri de la 10 000 kVA inclusiv în sus, aceasta este singura soluţie care se impune din punct de vedere tehnologic şi al utilizării. Avantajele sînt : posibilităţi mai uşoare de transport, acesta făcîndu-se cu transformatorul avînd radiatoarele scoase. Posibilităţi de probă mai uşoare, fiecare radiator probîndu-se în

parte. Proces tehnologic mai simplu, decît la transformatorii similari cu țevi. In legătură cu fabricarea radiatoarelor demontabile se pune și problema folosirii robineților la radiatoare.

Avantajul robineților constă în aceea că permit ca montarea radiatoarelor la locul de utilizare să se facă fără scoaterea uleiului din

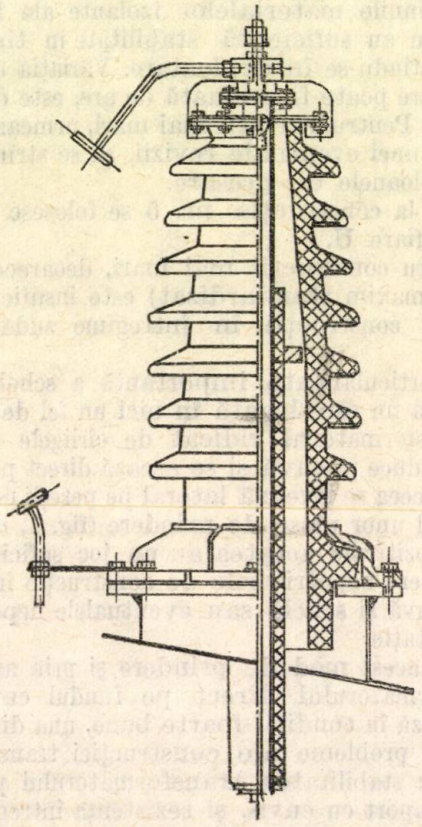


Fig. 5

cuvă. De asemenea poate permite schimbarea unui radiator, deteriorat în timpul funcțiunii, fără scoaterea uleiului și deci fără întreruperea funcționării transformatorului.

Robineții trebuie astfel proiectați încît execuția lor să fie cît mai simplă și în ipoteza că nu este nevoie să realizeze o etanșeitate perfectă, deoarece timpul cît vor fi utilizați în acest scop, este limitat și relativ scurt.

Necesitatea folosirii robinetelor apare ca evidentă la acei transformatori care trebuie transportați fără radiatoare, deci de la 10 000 kVA inclusiv în sus.

In privința radiatoarelor, acestea sînt cu țevi de tipul din fig. 1. Se realizează printr-o construcție simplă din punct de vedere tehnologic. Forma construcției este determinată de faptul că este posibil să fie montate ventilatoare; pentru aceasta sînt introduse platformele din fig. 1, *d*.

Avînd în vedere că țeava folosită la transformatori este prea groasă (între 3 și 4 mm), ceea ce mărește prețul și greutatea transformatorului în mod inutil, soluția construirii radiatoarelor din tablă presată, apare ca o soluție de viitor.

Toți transformatorii din seria mare, sînt prevăzuți cu cărucioare cu roți cu rebord profil C.F. și avînd ecartamentul normal C.F.R.

Borna de pămînt, sudată pe cărucior, trebuie să aibă dimensiuni mai mari, în raport cu mărimea transformatorului.

Condensatorul se montează la o înălțime suficientă, astfel încît prezența uleiului în izolatori să fie asigurată în permanență.

De asemenea releul cu gaze (Bucholz) se montează cît mai sus astfel ca o scădere eventuală a nivelului de ulei să fie semnalată cît mai repede.

6. Izolatorii. Pentru tensiunea de 110 kV și în stadiul actual al posibilităților de a rezolva problemele, se impune soluția izolatorului de trecere tip condensator (cu cilindrii metalici concentrici de egalizare a cîmpurilor montați pe tuburi izolante și canale succesive de ulei). Acest tip de izolator prezintă avantajele uzuale ale izolației cu ulei (posibilitatea de refacere a izolației la străpungeri sporadice, circulație și deci bune posibilități de răcire) și ale condensatorului (uniformizare a cîmpului).

Pentru tensiuni mai mici (de la 60 kV inclusiv în jos) tipul de izolatori cu tub de pertinax și ulei, apare ca soluția cea mai bună dacă ținem seama și de prețul de cost. In fig. 5 se vede cum este montat un astfel de izolator de 60 kV. Montajul arătat permite o bună etanșare, și posibilitatea de a scoate foarte ușor izolatorul, inclusiv armăturile, fără demontarea capacului. Legătura propriu-zisă este un cablu flexibil, care trece prin interiorul unei țevi de fier, pînă în vîrful izolatorului, unde se termină printr-o bornă. Pentru ceilalți izolatori de tensiuni mai mici, se folosesc soluțiile arătate anterior în articolul citat.

7. Bobinajul. Calitatea transformatorului este în cea mai mare măsură, funcție de calitatea bobinajului. Aceasta bine înțeles în ipoteza că s-a ajuns la un stadiu de fabricație în care cauzele mai mărunte de defecte, provenite în special din neglijențe, au fost înlăturate [1]).

In special la transformatorii mari, bobinajul constituie subansamblul căruia trebuie să i se acorde principala atenție. Aceasta deoarece, la transformatorii mari se folosesc de obicei și tensiunile cele mai mari.

Tensiunile mari și în special supratensiunile legate de acestea, ridică probleme destul de grele de izolație. Soluțiile acestor probleme sînt legate în special de studiul fenomenelor tranzitorii, provenite din comutații normale sau accidentale, sau de natură atmosferică. Studiile acestea, teoretice și experimentale, destul de complexe, s-au executat pînă în prezent în numeroase institute de cercetări și laboratoare și se continuă cu asiduitate [2]). Nu vom intra în

---

[1]) *„Principii constructive și calcul în legătură cu proiectarea unei serii de transformatori de putere mijlocie"*, Electrotehnica, nr. 3—4, 1953.

[2]) Prof. C. Parteni, *„Considerații asupra problemei supratensiunilor la transformatori"*, Electrotehnica, nr. 11, 1953.

acest articol într-un astfel de studiu, ci vom arăta care sînt soluțiile practice care credem că ar trebui adoptate în stadiul aproximativ actual al cunoștințelor teoretice și mai ales al concluziilor experimentale trase pe baza unor construcții existente.

In general izolația spirelor de intrare s-a do-

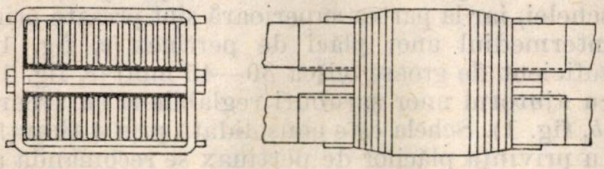


Fig. 6

vedit a fi suficientă spre deosebire de aceea a restului bobinajului. Bobinele de intrare au avut pe de o parte o izolație mai groasă însă în special calitativ superioară (hîrtie în loc de bumbac). La spirele de intrare actuala izolație poate fi menținută. La restul spirelor trebuie neapărat introdusă la aproximativ grosimea actuală, o izolație calitativ superioară deci izolația cu hîrtie. Introducerea șuvițelor de preșpan între spire (0,25—0,5 mm grosime) a dus în general la o ameliorare simțitoare a izolației. Trecerea de la izolația normală la cea întărită (spirele de intrare) trebuie să se facă progresiv. Distanțele între galeți trebuie în general mărite, deoarece se constată străpungeri pe liniile de conturnare oferite de penele longitudinale care consolidează galeții. Tot în legătură cu acest defect, apare ca mai avantajos la transformatorii mari, (mai ales acolo unde numărul spirelor pe galet este mare), folosirea bobinajului în galeți separați, și conectați ulterior, după asamblare. In acest caz străpungerea între galeți poate fi împiedicată printr-o linie de conturnare mai mare (fig. 6).

In figura 7 se vede fotografia unui bobinaj de 60 kV defectat în condițiile arătate mai sus.

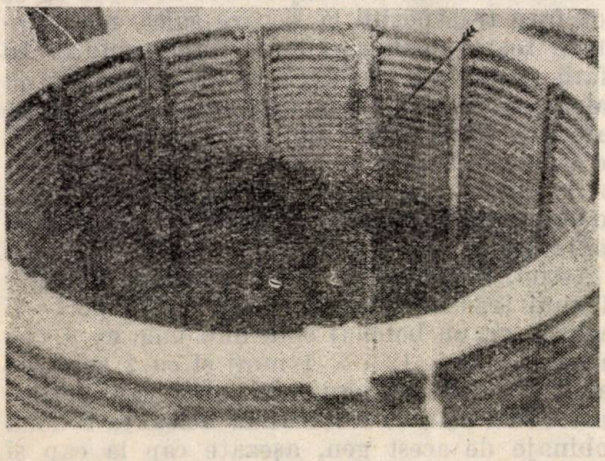


Fig. 7

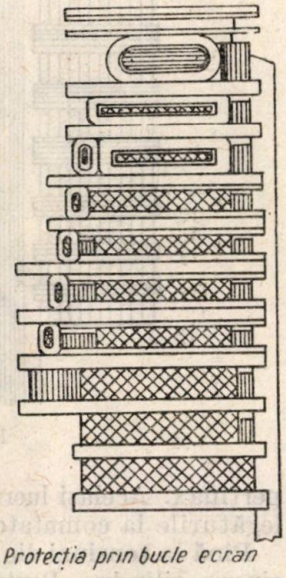
Prin străpungerea izolației între punctul neutru și masă, s-a produs o undă de tensiune (de anulare a tensiunii) cu panta mare, care s-a propagat în bobinaj, producînd gradienți mari de tensiune. Această undă a trecut peste inelul de gardă și spirele cu izolația întărită de la capete, fără a le defecta, și a produs străpungerea izolației între doi galeți normali, pe pana de consolidare a bobinajului continuu. Străpungerea a continuat apoi pe generatoarea cilindrului, pe o porțiune de circa 20% din înălțimea bobinajului deci înainte de a ajunge la bobinele de reglaj.

In legătură cu bobinajul de joasă tensiune, concluziile sînt în bună măsură aceleași, cu atenuarea care rezultă din micșorarea tensiunii. Izolația cu hîrtie chiar dacă nu este cerută cu atîta insistență din motive de izolație, este necesară pentru a se putea folosi bumbacul în alte sectoare economice. Este de asemenea necesar să se introducă între spire fișii de preșpan variind între 0,25 și 0,8 mm grosime în funcție de felul construcției, grosimea conductorilor și mărimea transformatorului. Preșpanul de grosimi mari este în special necesar acolo unde se mai folosesc conductori de secțiune mare, bobinați pe cant.

In legătură cu măsurile pentru combaterea supratensiunilor se mai recomandă :

Folosirea inelului de gardă pentru transformatori de la tensiuni din seria de 35 kV inclusiv în sus.

Folosirea la transformatorii de 110 kV a protecției prin „bucle ecran" sînt arătate principial în fig. 8.



Protecția prin bucle ecran

Fig. 8

In privința izolației între înfășurări sau între înfășurări și masă, problemă care este mai puțin critică, se folosesc distanțele din tabela 2. Aceste distanțe au fost confirmate ca suficiente de rezultatele exploatării transformatorilor.

Tabela 2

Distanțe minime de izolație (mm)

Tensiuni	Primar Secund.	Intre coloane	Bobin. jug.	Puncte sub tens. cuvă-schel.	Bobinaj Miez	Observații
6	12	12	25	35	15	
10	15	15	30	40	18	
15	18	18	35	45	20	
25	22	22	45	50	25	
35	30	30	65	60	30	
60	45	45	90	100		
110	70	70	110	160		Cu șaibe unghiulare și doi cilindri izolanți

Intre înfășurări și între înfășurări și masă se vor folosi cilindri izolanți din preșpan înfășurat

şi bachelizat de 4—6 mm grosime. Aceşti cilindri vor trebui să depăşească simţitor bobinajul la ambele capete. Depăşirea este funcţie de tensiune.

O atenţie specială trebuie dată scoaterii legăturilor. Acestea se scot de obicei prin tuburi de

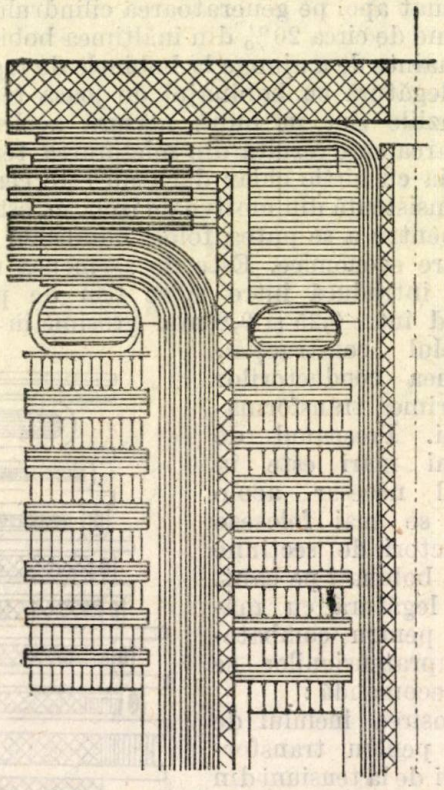


Fig. 9

pertinax. Acelaşi lucru se poate spune şi despre legăturile la comutatori sau la borne.

Pînă la tensiuni din seria 60 kV se foloseşte un singur cilindru. Pentru 110 kV se folosesc doi cilindri concentrici. In plus se mai folosesc la capete şi „şaibe unghiulare".

In fig. 9 se vede cum este realizată izolaţia la un transformator de 10 000 kVA 60 kV. Se foloseşte cu foarte bune rezultate sistemul distantorilor în „scară de pisică" care introduce prin suprapunerea succesivă a distantorilor neegali, linii de conturnare mai mari, la spaţii de izolaţie egale.

Construcţia bobinajului. In afară de problemele de izolaţie la transformatorii mari, se pun în legătură cu bobinajul şi probleme constructive. Principial, problema eforturilor electrodinamice la scurtcircuit şi calculul acestor eforturi ar trebui să producă mari greutăţi constructorului.

Din punct de vedere practic, eforturile de scurtcircuit nu constituie la transformatorii mari o problemă acută. Dintre transformatorii mari construiţi de industria noastră, nu avem încă nici un defect datorit eforturilor de scurtcircuit.

Ca indicaţii generale, vom arăta că spre a se realiza o construcţie robustă din punct de vedere mecanic, se recomandă următoarele măsuri practice: se micşorează distanţa dintre distantorii orizontali. Astfel, pentru un diametru al bobinei de 800 mm se iau 16 distantori. Aceştia, cum şi cei verticali trebuie îngrijit consolidaţi. Bobinele trebuie presate pe sistemul de distantori încît să fie suprimate jocurile axiale şi radiale.

Bobinele unei coloane se sprijină pe partea inferioară pe un sistem de tălpi aparţinînd schelei, iar la partea superioară sînt presate prin intermediul unor plăci de pertinax (*e*, fig. 1) suficient de groase (circa 30—45 mm) (*c*, fig. 1) cu ajutorul unor şuruburi reglabile şi cu arcuri (*b*, fig. 1). Schela este consolidată prin 4 tiranţi. In privinţa plăcilor de pertinax se recomandă a se da o deosebită atenţie atît dimensionării grosimii cît şi calităţii acestora, deoarece s-a constatat la transformatorii întorşi din exploatare, deformări din cauza dimensionării sau calităţii nesatisfăcătoare. Arcurile, după cum am mai arătat au scopul de a prelua jocul ce se produce în timpul funcţionării, prin tasarea bobinajului. In privinţa realizării bobinajului propriu-zis, tipul cel mai potrivit este bobinajul continuu, în special atunci cînd numărul de spire pe galet este mic. Am arătat mai sus dezavantajele bobinajului continuu atunci cînd numărul de spire pe galet este mare, caz în care se recomandă folosirea bobinelor separate şi conectate după asamblare. In ambele cazuri se foloseşte un conductor, maximum doi puşi în paralel şi izolaţi între ei. Secţiunea maximă a conductorului este de obicei 60 mm^2. Pentru evitarea pierderilor suplimentare (în cazul că se folosesc doi conductori în paralel) se fac transpoziţii la fiecare galet.

Pentru bobinajul de joasă tensiune, unde apar secţiuni mai mari, se folosesc conductori în paralel, izolaţi între ei şi cu transpoziţiile necesare micşorării pierderilor. Dintre modurile de execuţie, cel mai avantajos apare bobinajul continuu cu mai mulţi conductori în paralel (maximum patru). Secţiunea maximă pe conductor este în acest caz 50 mm^2. Avantajul acestui sistem de bobinaj constă în aceea că se pot face transpoziţii la fiecare galet, micşorîndu-se foarte mult pierderile suplimentare. In afară de aceasta deoarece numărul de spire la galet este de obicei mic, diferenţele de tensiune care pot rezulta între doi galeţi succesivi, sînt de asemenea mici şi nu există pericolul semnalat la bobinajul continuu al străpungerii pe linia de conturnare, de-alungul penelor care fixează bobinajul.

Astfel, bobinajul de joasă tensiune (6,3 kV) al unui transformator de 15 000 kVA poate fi realizat cu un bobinaj continuu unic cu 4 fire în paralel (4 × 12,5 × 4 mm) şi cu 2 spire pe galet. Pentru tensiuni mai mici sau pentru puteri mai mari se recomandă folosirea a două bobinaje de acest gen, aşezate cap la cap şi legate apoi în paralel.

Un element care are urmări atît în ceea ce priveşte izolaţia cît şi în ceea ce priveşte calităţile mecanice ale bobinajului este impregnarea. Prin impregnare se lungeşte viaţa transformatorului,

prin aceea că elementele bobinajului devin reciproc stabile şi nu se produc astfel eroziuni ale izolaţiei. Prin impregnare se împiedică acumularea apei în ulei în părţile sensibile ale izolaţiei. Tot prin impregnare se măreşte rezistenţa la eforturile mecanice de scurtcircuit. Este însă necesar ca

Se folosesc transformatori cu 3 înfăşurări, în care o înfăşurare este în triunghi.

Se proiectează transformatori cu inducţie mai scăzută (sub 14 000 gauss) în comparaţie cu cazul normal (circa 14 500 gauss) şi totodată se introduce şi bobinajul terţiar. Bobinajul

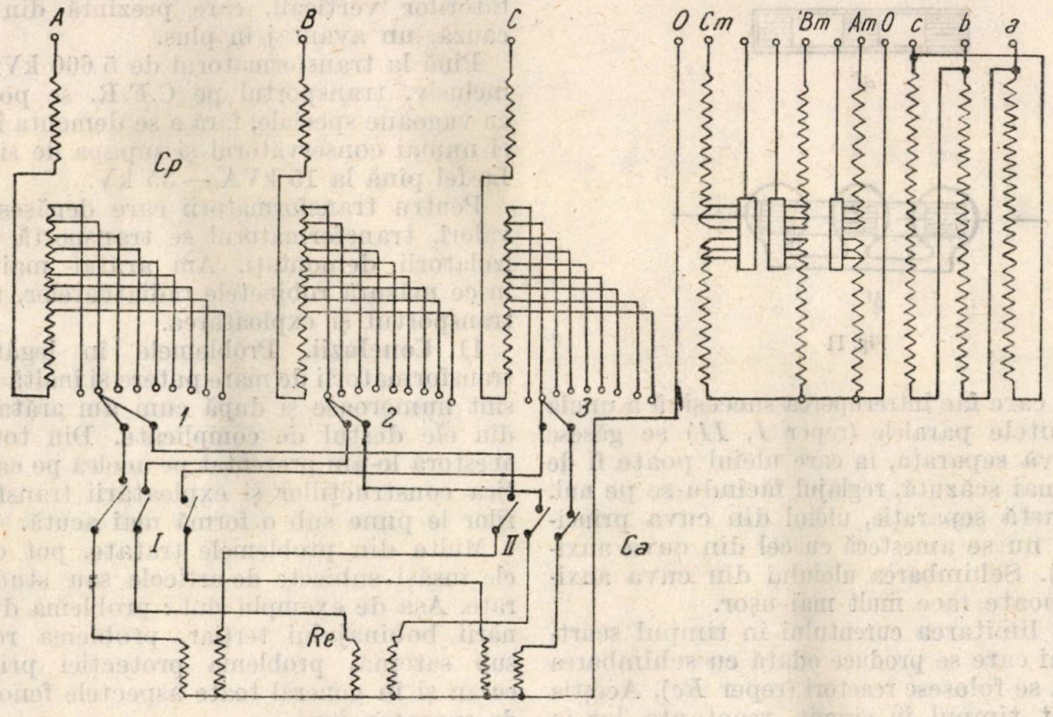


Fig. 10

lacul de impregnare să posede proprietăţile tehnologice potrivite.

Calităţile bobinajului pot fi anulate printr-o exploatare şi mai ales printr-o punere în exploatare nepotrivită. Astfel, exista pericolul destul de accentuat ca din diverse motive (transport, incuvare şi uscare nesatisfăcătoare) bobinajul să conţină acumulate în izolaţie cantităţi dăunătoare de umezeală. Totuşi şi în aceste condiţii probele de rigiditate dielectrică a uleiului pot fi bune, ceea ce înseamnă că aceste probe pot fi uneori neconcludente. Măsurarea rezistenţei de izolaţie cu ajutorul punţii, poate aduce indicaţii preţioase cu privire la acest lucru.

Deoarece problema calităţii transformatorilor şi în special a celor mari, este o problemă de mare interes pentru industria noastră, semnalăm aci dezideratul ca să se creeze condiţiile necesare încercării bobinajului cu privire la rigiditatea izolaţiei între spire la regim permanent şi în special la unde de şoc. In felul acesta s-ar putea încerca izolaţia în locul unde se produc pînă în prezent cele mai multe defecte.

8. **Bobinajul terţiar.** Pentru a se combate influenţa supărătoare a armonicii a 3-a se folosesc următoarele mijloace:

Se caută a se limita întrebuinţarea transformatorilor cu conexiune stea-stea numai la cazurile la care aceasta este absolut necesar.

terţiar cel mai des folosit este cel arătat în figura 10, *a*. Bobina terţiară este propriu zis o spiră unică, care înconjoară jugul. Se folosesc 2 bobine terţiare respectiv pe jugul superior şi inferior. In figura 10, *b* este arătată echivalenţa spirei unice cu un bobinaj în triunghi.

9. **Reglajul tensiunii.** Reglajul tensiunii se poate face fie cu transformatorul nealimentat (fără tensiune), fie în timpul funcţionării (reglajul sub sarcină).

Primul fel de reglaj se face de obicei pentru 5 trepte (o poziţie normală şi de două ori 2 trepte laterale, conform cu tabela 1).

Comutatorul cel mai simplu şi mai robust şi care permite în acelaşi timp şi legăturile cele mai scurte este cel din fig. 1, *f* [2]).

Acest comutator a putut fi realizat datorită sprijinului tehnic dat de U.R.S.S.

Reglajul sub sarcină este prevăzut pentru transformatorii din tabela 1, care au tensiune înaltă 110 kV. Schema principială a reglajului este cea din figura 11. Există prin urmare un reglaj sub sarcină pe tensiune înaltă şi un reglaj fără tensiune, pe înfăşurarea de tensiune medie. Schema corespunde cazului în care borna de nul este legată direct la pământ. Prin aceasta se produce o mare simplificare a problemelor de

[2]) Modul de realizare al contactelor este cel arătat în articolul citat mai sus (Electrotehnica, nr. 3—4, 1953).

izolație ale reglajului, aceasta făcîndu-se pe partea de nul. Din punct de vedere al realizării constructive, aceasta se face după principiul din figura 11. Comutatorii care lucrează fără scîntei (reper *1, 2, 3*) întreruperea lor făcîndu-se cu circuitul în prealabil deschis, rămîn în cuva propriu-zisă a transformatorului. Intre-

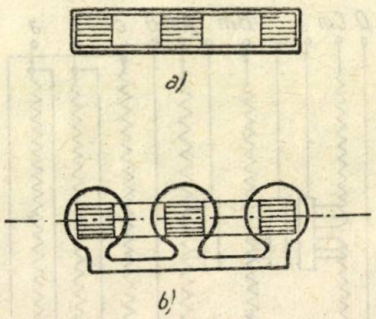


Fig. 11

rupătorii care fac întreruperea succesivă a unuia din circuitele paralele (reper *I, II*) se găsesc într-o cuvă separată, în care uleiul poate fi de calitate mai scăzută, reglajul făcîndu-se pe nul. Prin această separație, uleiul din cuva principală (C_p) nu se amestecă cu cel din cuva auxiliară (C_a). Schimbarea uleiului din cuva auxiliară se poate face mult mai ușor.

Pentru limitarea curentului în timpul scurtcircuitului care se produce odată cu schimbarea treptelor, se folosesc reactori (reper *Re*). Aceștia rămîn tot timpul în circuit, reactanța lor în timpul funcționării normale (cu comutatorii pe aceeași treaptă) fiind neglijabilă, din cauza anulării fluxului prin opoziția dintre cele două bobinaje de pe aceeași coloană.

10. **Transportul.** Una din problemele principale la transformatorii mari este aceea a transportului și în această privință trebuie luate măsuri pe linie de proiectare.

Pentru seria de puteri și de tensiuni considerată, nu este nevoie să se ia măsuri extreme cum ar fi: miezul cu 5 coloane, sau folosirea transformatorilor monofazici în montaj trifazic.

Problemele de gabarit se rezolvă în felul următor: două din dimensiuni, lățimea și lungimea sînt rezolvate prin folosirea radiatoarelor demontabile. Rămîne cea de a treia dimensiune: înălțimea.

Aceasta se poate reduce, prin folosirea comutatorilor verticali, care prezintă din această cauză, un avantaj în plus.

Pînă la transformatorul de 5 600 kVA 60 kV inclusiv, transportul pe C.F.R. se poate face cu vagoane speciale, fără a se demonta izolatorii ci numai conservatorul și supapa de siguranță. La fel pînă la 15 kVA — 35 kV.

Pentru transformatorii care depășesc aceste valori, transformatorul se transportă avînd și izolatorii demontați. Am arătat mai înainte în ce măsură robinetele radiatoarelor, ușurează transportul și exploatarea.

11. **Concluzii.** Problemele în legătură cu transformatorii de mare putere și înaltă tensiune sînt numeroase și după cum am arătat, unele din ele destul de complicate. Din totalitatea acestora le-am prezentat pe acelea pe care practica construcțiilor și exploatării transformatorilor le pune sub o formă mai acută.

Multe din problemele tratate, pot constitui ele însăși subiecte de articole sau studii separate. Așa de exemplu sînt: problema dimensionării bobinajului terțiar, problema reglajului sub sarcină, problema protecției prin bucle ecran și în general toate aspectele fenomenelor de supratensiune.

In rezumat se poate spune că problema îmbunătățirii transformatorilor trebuie urmărită în mod susținut. Aceasta în special prin urmărirea și interpretarea rezultatelor obținute de exploatare.

De asemenea, trebuie dată o atenție deosebită folosirii cărților și documentației sovietice, cu ajutorul cărora și pînă în prezent s-au obținut importante simplificări, reduceri de materiale și îmbunătățiri. Un ajutor de asemenea prețios l-au adus tehnicienii specializați în U.R.S.S.

★

ВОПРОСЫ В СВЯЗИ С КОНСТРУКЦИЕИ ТРАНСФОРМАТОРОВ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

Резюме

Предлагаются решения для осуществления мощных трансформаторов, обладающих повышенной надежностью в эксплоатации и позволяющих реализовать экономию в материалах и упростить технологический процесс проектирования.

1462 Elun 7/53
LEFORDITVA

PARTICULARITĂŢILE PROPAGĂRII UNDELOR FOARTE SCURTE

Prof. ing. EDM. NICOLAU

Se face în primul rînd un rezumat al explorării şi utilizării domeniului undelor foarte scurte. Se arată apoi principalele fenomene care intervin în propagarea lor: neomogeneitatea atmosferei şi propagarea cvasi optică. Se arată apoi date experimentale asupra modului în care este afectată propagarea de către factorii meteorologici.

1. O serie întreagă de aplicaţii moderne ale electronicii, utilizează frecvenţe foarte înalte, din domeniul undelor foarte scurte. Astfel se pot cita: sistemele de radio relee, sistemele cu modulaţie în frecvenţă şi modulaţie în impulsuri, televiziunea, radarul. Cum toate aceste sisteme sînt folosite astăzi din ce în ce mai mult, este necesar a se cunoaşte particularităţile propagării undelor foarte scurte.

Prin unde foarte scurte se înţeleg undele avînd lungimea de undă mai mică de 10 m, deci frecvenţa mai mare de 30 MHz. In aplicaţiile curente, se utilizează unde avînd frecvenţa mai mică de 30 000 MHz, însă spectrul undelor radio a fost studiat şi în domeniul frecvenţelor mai mari, făcîndu-se racordarea cu spectrul infraroşu.

Domeniul frecvenţelor foarte înalte, a fost investigat la început de H. Hertz, care a reuşit primul să pună în evidenţă experimental, undele electromagnetice prevăzute teoretic de către J. K. Maxwell, cu cîteva decenii mai înainte. Hertz, de asemenea a pus în evidenţă proprietăţile cvasioptice ale undelor foarte scurte.

In aceiaş ordine de idei trebuie menţionat faptul că printre primii cercetători care au verificat experimental teoria lui Maxwell, este şi romînul Negreanu, care a verificat legea teoretică a relaţiei dintre indicele de refracţie şi permitivitate.

Desvoltarea ulterioară a radiotehnicii a făcut ca domeniul frecvenţelor foarte înalte să nu mai fie utilizat multă vreme. In adevăr, în anul 1901 reuşindu-se a se face prima transmisie transoceanică, undele lungi se încetăţenesc pentru cîteva decenii. Paralel cu aceasta, cercetătorii studiau undele foarte scurte. Astfel în 1896, P. H. Lebedev a reuşit să producă unde electromagnetice de 0,6 cm lungime de undă.

In anul 1922 Glagoleva-Arcadeva utilizînd oscilatorul de masă, produce unde electromagnetice avînd lungimi de undă pînă la 81,8 microni pe armonice. Reluînd experienţele Glagolevei-Arcadeva, un grup de cercetători romîni: V. Petrescu, E. Luca şi E. Alăzăroaie, au reuşit să meargă mult mai departe, obţinînd cea mai scurtă lungime de undă electromagnetică obţinută, şi anume 1,5 microni. In modul acesta s-a racordat spectrul radio cu spectrul infraroşu.

2. Undele foarte scurte — sau microundele după cum se mai numesc — au recăpătat o mare importanţă în tehnică, începînd aproximativ din anul 1930. Aceasta pentru că la aceste lungimi de undă mici, se pot obţine foarte mari concentrări ale energiei electromagnetice, reuşindu-se deci ca punînd în joc puteri relativ mici, să se obţină fascicole în care cîmpul electromagnetic să fie intens, adică, utilizînd emiţători de puteri mici, să se poată stabili legături la distanţe mari.

In această privinţă trebuie menţionate în special două utilizări ale acestor unde: cablele hertziene şi radarul. Desvoltarea foarte rapidă a acestor două tehnici, a provocat efectuarea a numeroase studii atît teoretice, cît şi practice, asupra propagării undelor electromagnetice, care au lungimile de undă în domeniul microundelor. Aceste studii au pus în evidenţă o serie de proprietăţi caracteristice, din care, în afară de posibilitatea de concentrare a energiei radiate, trebuie menţionate, în legătură cu propagarea lor, următoarele fapte: comportarea lor cvasi optică; refracţia troposferică. De fapt chiar concentrarea energiei radiate, este o urmare a comportării lor cvasioptice. Să analizăm pe rînd aceste aspecte.

3. Pentru a studia comportarea cvasioptică a undelor foarte scurte, este poate necesar a reaminti că optica este împărţită în două ramuri distincte, optica geometrică şi optica fizică. Optica geometrică, tratează problemele de optică folosind noţiunea de rază, şi consideră că în mediile omogene lumina se propagă în linie dreaptă. In această disciplină nu intervine nici lungimea de undă, nici faza luminii care se propagă. Optica fizică, pe de altă parte, pune în evidenţă fenomenele de interferenţă, şi în general fenomenele legate de caracterul ondulator al luminii. Se pune astfel în relief faptul că lumina pătrunde şi în zona de umbră, datorită fenomenului de difracţie, pe care optica geometrică nu îl poate explica. Pe cîtă vreme la baza opticii geometrice stă principiul lui Fermat, la baza opticii fizice stă ecuaţia undelor. Aceste fenomene nu sînt însă atît de diferite pe cît s-ar părea la prima vedere, fiind ambele trepte în cunoaşterea adevărului. Şi mai mult chiar, există o teoremă generală datorită lui Kirchhoff, care stabileşte că optica geometrică este un caz particular al opticii fizice, caz corespunzînd lungimilor de undă tinzînd către zero. Mai exact, zona de umbră difuză care intervine în fenomenele de difracţie, se reduce la umbra netă a opticii geometrice, atunci cînd lungimea de undă a fascicolului respectiv scade foarte mult, în raport cu dimensiunile obiectelor care produc difracţie.

Din această teoremă, pentru studiul de faţă decurg imediat o serie de concluzii:

a) In unde foarte scurte este relativ uşor de a realiza sisteme de concentrare a energiei

electromagnetice, lungimile de undă fiind mici.

b) Propagarea microundelor se va face aproximativ la fel cu propagarea razelor optice, deci în general fenomenele de difracție fiind slabe, nu se va putea stabili legături decît pînă la orizont. Aceasta ca regulă generală. Cum se va vedea mai departe, la lungimile de undă mai mari, metrice, fenomenele de difracție devenind importante, se pot obține propagări mult dincolo de orizontul optic ; La fel, în domeniul undelor centimetrice, datorită neuniformităților atmosferei, în anumite condiții speciale, apare fenomenul de suprapropagare, cînd undele se propagă la distanțe de mii de kilometrii.

c) Tot ca razele luminoase, microundele vor fi sensibile la condițiile atmosferice întîlnite pe parcurs. Astfel : temperatura, umiditatea și starea de mișcare a aerului, influențează puternic propagarea microundelor.

Să analizăm pe rînd diferitele proprietăți.

4. In optică se pot obține concentrări importante ale energiei luminoase produse de o sursă isotropă — care radiază la fel în toate direcțiile — cu ajutorul lentilelor și a reflectorilor. La lungimile de undă mari din spectrul undelor lungi, medii și scurte, nu este posibil a utiliza astfel de sisteme. Principala cauză stă în faptul că spre a obține sisteme analoage celor optice, dimensiunile lentilelor și ale reflectorilor trebuie să fie de același ordin de mărime, sau mai mari decît lungimea de undă — ceea ce nu este posibil în domeniile mai sus amintite. Dimpotrivă, în domeniul undelor foarte scurte acest lucru devine posibil, și aci se utilizează în mod curent atît lentile cît și reflectori. Reflectorii sînt de tipul celor utilizați în optică, în general reflectori parabolici. Ca lentile se utilizează însă lentile speciale, realizate cu dielectrici artificiali, așa numiții dielectrici metalici, realizate cu ajutorul unor suprafețe metalice, dispuse regulat în calea undelor electromagnetice. Un alt tip de lentile este acel numit „cu accelerarea fazei". El este realizat dintr-o serie de plăci metalice paralele. Ele se bucură de proprietatea că undele electromagnetice, propagîndu-se printre ele, au o viteză de fază mai mare decît viteza de fază a luminii în vid. Acest fapt nu vine în contradicție cu teoriile moderne ale fizicii, în special cu teoria relativității, deoarece așa cum se știe, viteza de fază nu coincide cu viteza de transport a energiei, care de asemenea este în general diferită de viteza de grup. Ori teoriile moderne cer ca numai materia, și energia, să nu se poată propaga cu viteze mai mari decît viteza luminii în vid.

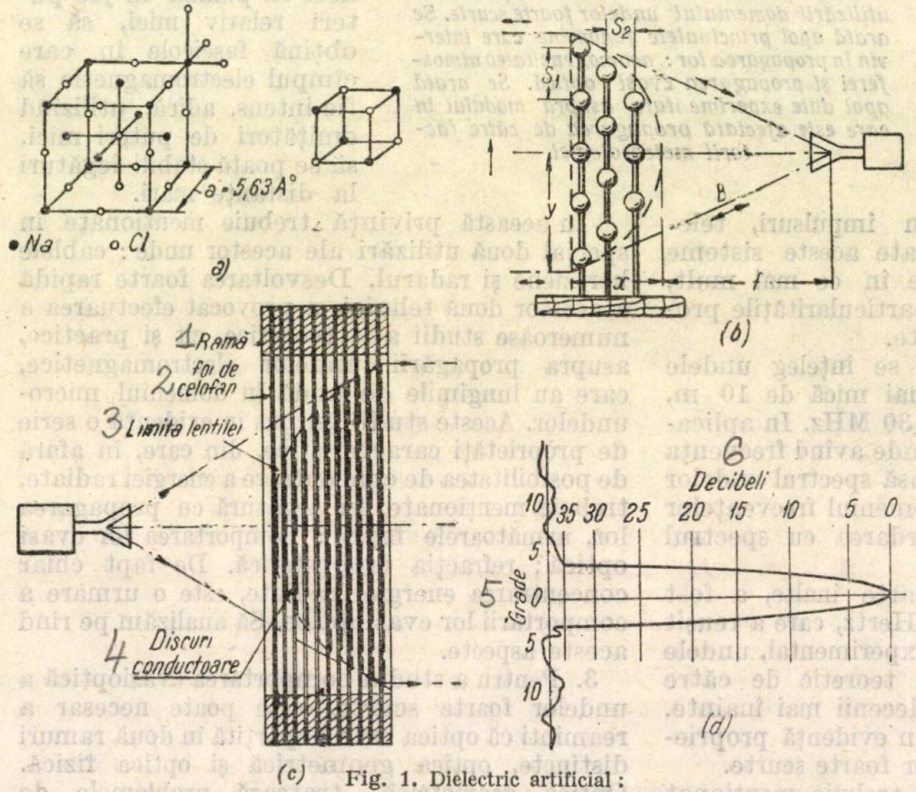


Fig. 1. Dielectric artificial :
a — structura unui dielectric real ; *b* — structură similară, imitînd structura din *a*.
c — alt tip de lentilă cu dielectric artificial ; *d* — caracteristica de radiație a lentilei din *c*.

Faza este însă o noțiune matematică, astfel încît ea se poate propaga cu o viteză oricît de mare.

Faptul că microundele se propagă aproximativ la fel ca și lumina permit a se aplica în acest domeniu metodele de concentrare a energiei, utilizate și în optică. In afară de lentilele enumerate mai sus, se utilizează și reflectori. Principalele tipuri sînt : reflectori diedru (fig. 3, *a*), reflectori cilindrici (fig. 3,*b*) și reflectori parabolici (fig. 3, *c*). Acești reflectori permit ca în anumite direcții să se concentreze mult energia radiată de antena dispusă în reflector. Cîmpul produs în fascicolul de concentrare al energiei, este de multe ori mai mare decît cîmpul pe care l-ar fi produs antena, în absența reflectorului,

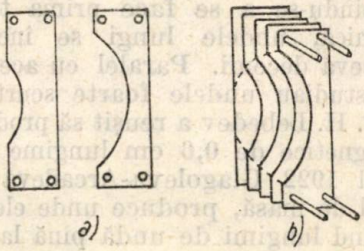


Fig. 2. Lentilă de tipul „cu accelerarea fazei".

atunci cînd ar fi fost alimentată cu aceeaş energie. Se spune că sistemul antenă plus reflector are un cîştig faţă de antena singură. Faptul că în microunde se pot obţine concen-

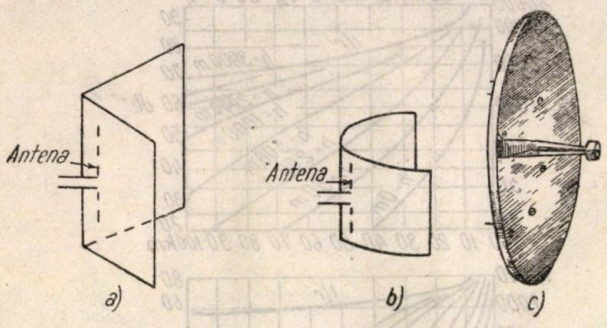


Fig. 3. Reflectori utilizaţi în microunde : *a* — reflector diedru ; *b* — reflector cilindric ; *c* — reflector parabolic.

trări mari de energie, face ca puterile care intră în joc să fie relativ mici, între 100 waţi şi fracţiuni de watt, după gama de frecvenţe la care se lucrează, şi după distanţa la care se stabileşte legătura.

5. Faptul că microundele se propagă ca şi lumina, atrage după sine o limitare a posibilităţilor de utilizare a acestor unde. Anume, în general ele se vor propaga numai pînă la orizont, în special atunci cînd ne situăm în domeniul centimetrilor. Aceasta admiţînd că atmosfera este omogenă, şi nu intervin fenomene speciale, care vor fi analizate mai departe. În ori ce caz, din punct de vedere al propagării microundelor, în prezenţa pămîntului sferic, se disting două mari regiuni : regiunea de interferenţă şi regiunea de difracţie.

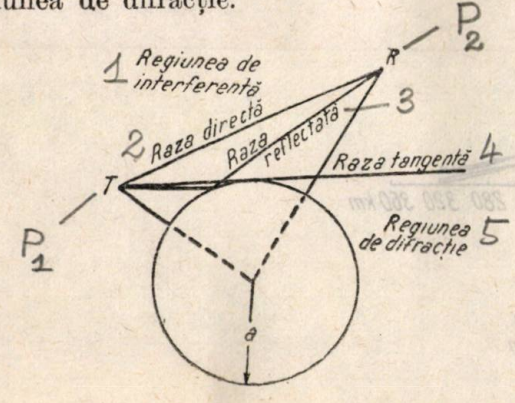


Fig. 4. Secţiune prin pămînt. P_1 este emiţătorul, iar P_2 receptorul. Atunci cînd receptorul se află deasupra planului tangent dus din P_1 la sfera pămîntului, vor sosi simultan două raze : una directă, şi una care s-a reflectat de pămînt. Atunci cînd receptorul se află sub acest plan, primeşte numai energie care a difractat în jurul sferei pămînteşti.

In fig. 4 se arată aceste două zone.

Regiunea de difracţie se mai împarte uneori în două subzone : zona de umbră şi zona de penumbră, ultima fiind regiunea din apropierea orizontului.

Cantitatea de energie care pătrunde în zona de difracţie depinde de mulţi parametri, printre care în primul rînd trebuie citate : lungimea de undă şi constantele solului deasupra căruia are loc propagarea. Difracţia va fi mai pronunţată în special la undele metrice.

În regiunea de interferenţă, este caracteristic faptul că sînt în prezenţă două unde care sosesc cu o diferenţă de fază între ele, datorită parcursurilor inegale pe care le-au străbătut. Ele vor interfera, şi ca urmare intensitatea cîmpului variază atît dacă deplasăm antena de recepţie în sus şi în jos, cît şi dacă o deplasăm pe orizontală.

Faptul că microundele se propagă mai ales pînă la orizontul optic, atrage după sine necesitatea de a mări acest orizont. Pentru aceasta se înalţă antenele atît la emisie cît şi la recepţie.

6. Un fapt foarte important care intervine în propagarea undelor foarte scurte este şi neuniformitatea atmosferei. Aci trebuie să se citeze o serie de factori, printre care : variaţia indicelui de refracţie cu înălţimea, fenomenul de supra propagare, difuzia, condiţiile meteorologice.

Dintre aceşti factori, variaţia indicelui de refracţie cu înălţimea, este cel mai uşor de încadrat teoretic. In fig. 7 se arată cîteva curbe teoretice, schematizate, reprezentînd variaţii tipice ale indicelui de refracţie, cu înălţimea. Aceste situaţii schematizate, corespund diferitelor situaţii observate în atmosfera reală. In fig. 8 se arată variaţia cu înălţimea a indicelui de refracţie, aşa cum indică experienţe făcute în diferite regiuni. Cele trei feluri de linii (punctate, întrerupte şi continue) corespund ridicărilor experimentale efectuate în trei localităţi diferite. Se observă că situaţiile reale se încadrează destul de bine în situaţiile schematizate din fig. 7.

Atmosfera standard este un caz limită, dar care este foarte important pentru studierea condiţiilor normale de propagare a microundelor. Datorită acestei neuniformităţi a atmosferei undele nu se vor propaga în linie dreaptă — aşa cum se petrece într-o atmosferă în care indicele de refracţie este constant. In fig. 9 se reprezintă diferite raze care se propagă într-o atmosferă standard. Raza *1* este îndreptată în sus. Raza *1'* este îndreptată în jos, dar sub un unghi astfel încît nu ajunge la pămînt, ci suferind o serie de refracţii, revine din nou în sus. Raza *2'* este tangentă pămîntului, iar *3'* se reflectă pe suprafaţa pămîntului. Aceste raze s-au calculat toate după legea cunoscută a refracţiei — legea Snell-Descartes : $n_1 \sin \varphi_1 = n_2 \sin \varphi_2$. Rezultă de aci că în atmosfera standard razele electromagnetice nu se propagă în linie dreaptă, ci se curbează.

Calcularea exactă a propagării ar trebui să se facă ţinînd seama de curbarea razelor, deasupra pămîntului sferic. Pentru simplificare se reduce această problemă la două situaţii echivalente : 1) pămîntul se consideră plan, razele fiind atunci curbate, ca în fig. 9 ; 2) pămîntul se consideră sferic, atmosfera modificîndu-se astfel încît razele să se propage în linie dreaptă. Un exemplu

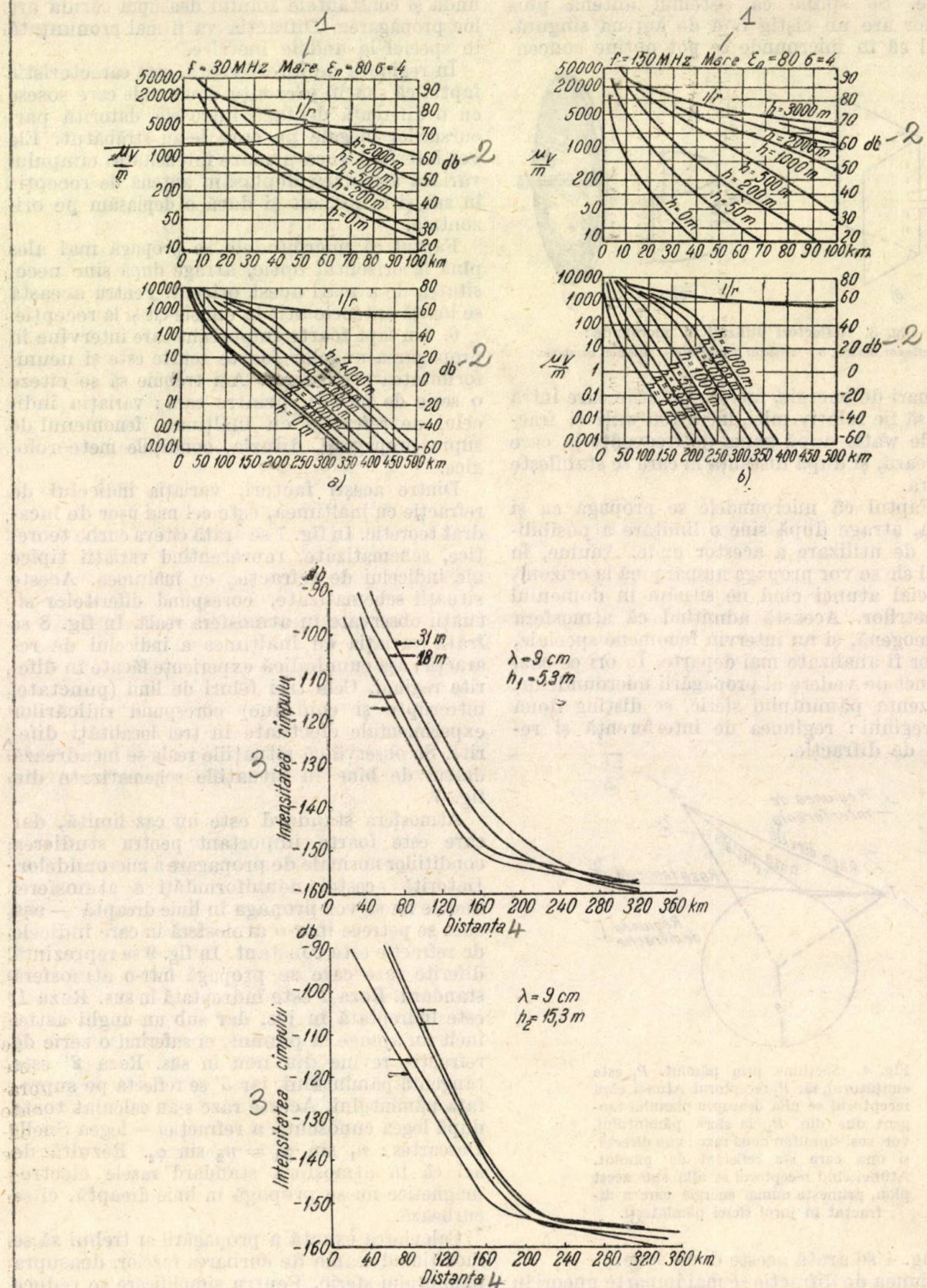


Fig. 5. Variația intensității cîmpului cu distanța.

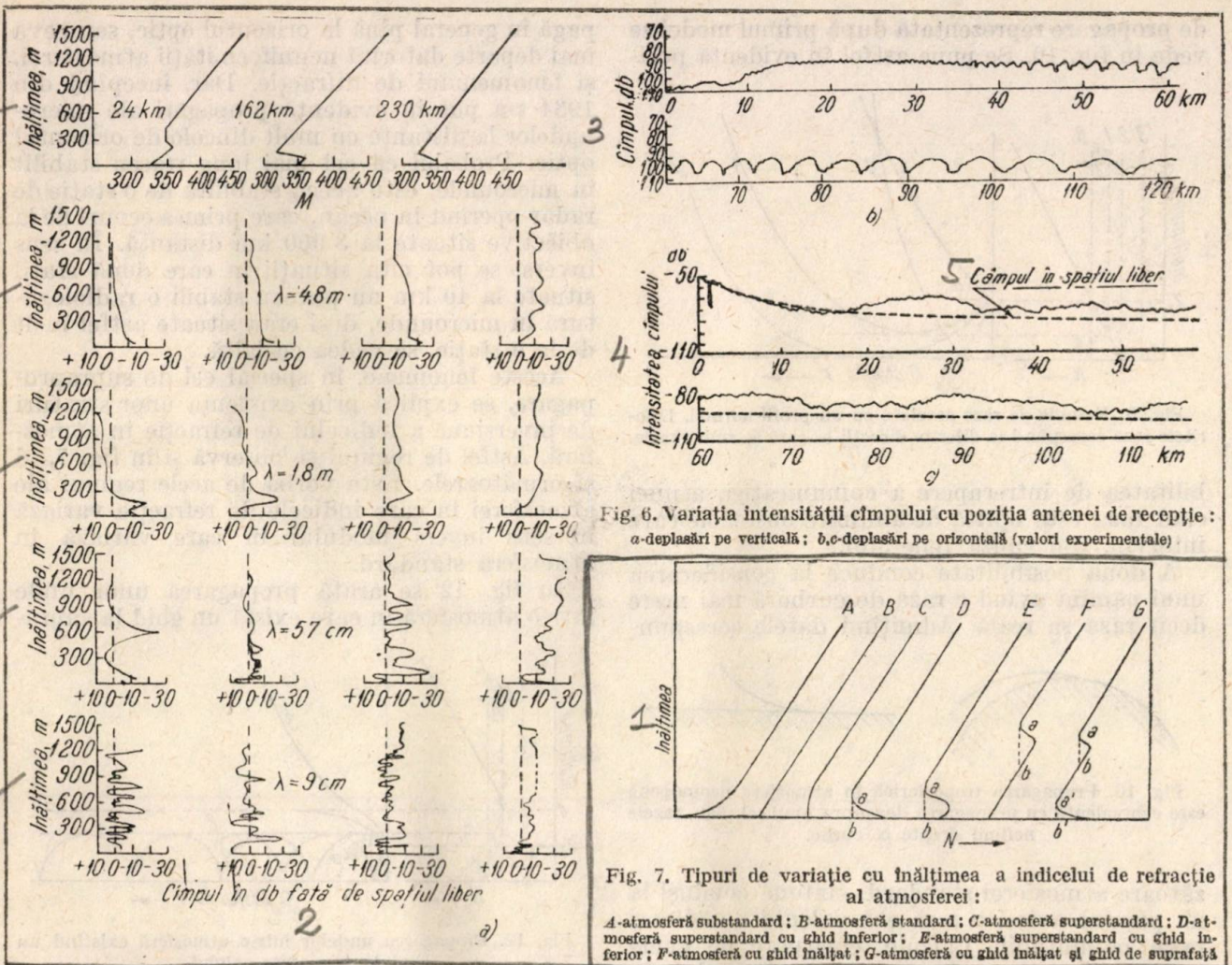


Fig. 6. Variația intensității cîmpului cu poziția antenei de recepție :
a-deplasări pe verticală ; *b,c*-deplasări pe orizontală (valori experimentale)

Fig. 7. Tipuri de variație cu înălțimea a indicelui de refracție al atmosferei :
A-atmosferă substandard ; *B*-atmosferă standard ; *C*-atmosferă superstandard ; *D*-atmosferă superstandard cu ghid inferior ; *E*-atmosferă superstandard cu ghid inferior ; *F*-atmosferă cu ghid înălțat ; *G*-atmosferă cu ghid înălțat și ghid de suprafață

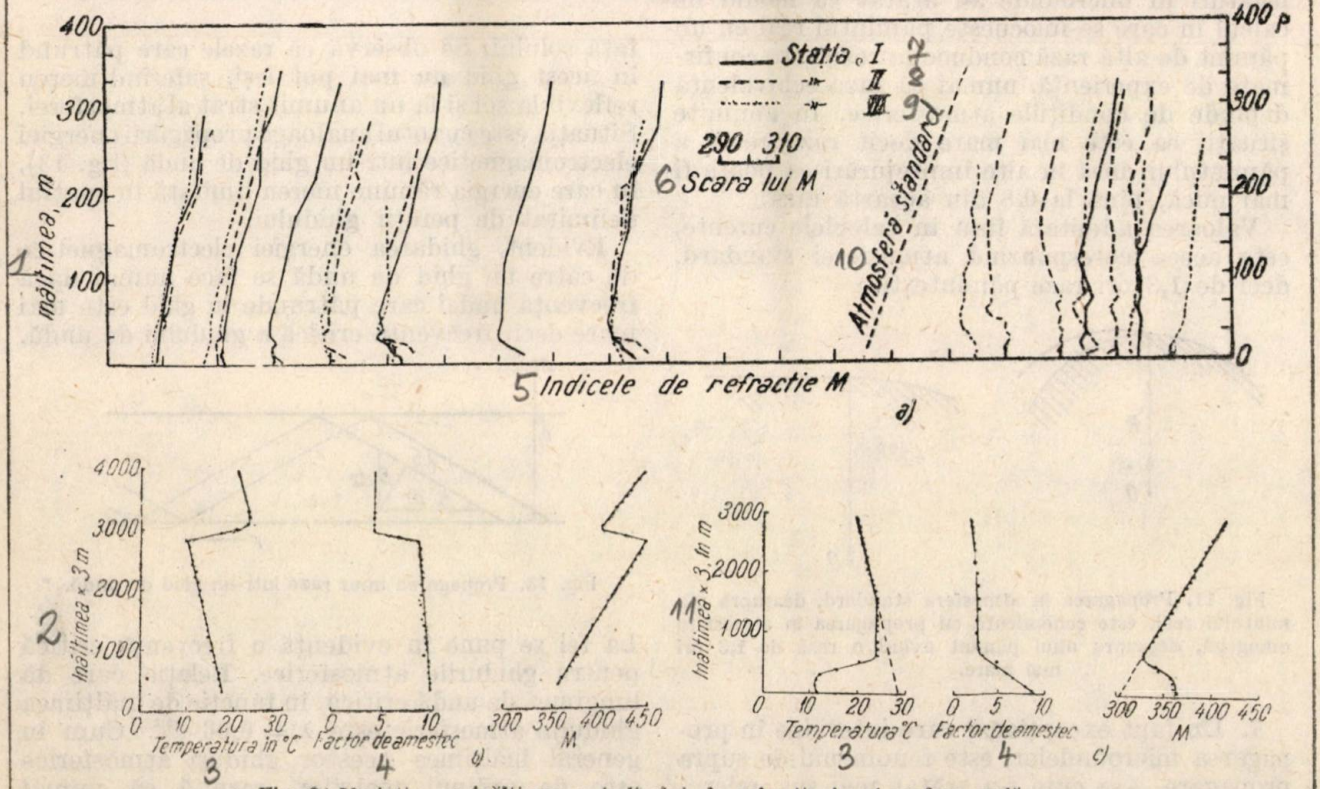


Fig. 8. Variația cu înălțimea a indicelui de refracție în atmosfera reală.

de propagare reprezentată după primul model se vede în fig. 10. Se pune astfel în evidență posi-

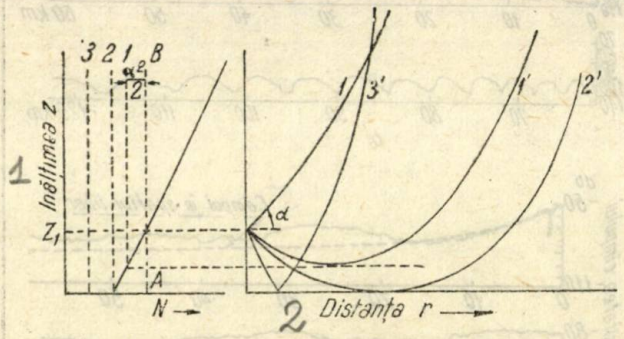


Fig. 9. Familie de raze asociate cu un profil normal. Diferitele raze corespund la diferite direcții în care se emit razele.

bilitatea de întrerupere a comunicației, atunci cînd raza este oprită de anumite obstacole care intervin, din cauza reliefului.

A doua posibilitate conduce la considerarea unui pămînt avînd o rază de curbură mai mare decît raza sa reală. Admițînd datele corespun-

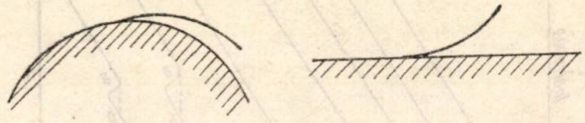


Fig. 10. Propagarea troposferică în atmosfera neomogenă este echivalentă cu propagarea deasupra unui sol plan, razele nefiind drepte ci curbe.

zătoare atmosferei standard, sîntem conduși la un pămînt avînd o rază echivalentă de 3/4 ori raza pămîntului. Calcule efectuate pe unele legături în microunde au arătat că modul de calcul în care se înlocuește pămîntul real cu un pămînt de altă rază conduce la rezultate confirmate de experiență, numai că raza echivalentă depinde de condițiile atmosferice. În anumite situații ea este mai mare decît raza reală a pămîntului, însă în alte împrejurări ea poate fi mai mică, pînă la 0,8 din această rază.

Valoarea adoptată însă în calculele curente, este aceea corespunzînd atmosferei standard, deci de 1,3 ori raze pămînteşti.

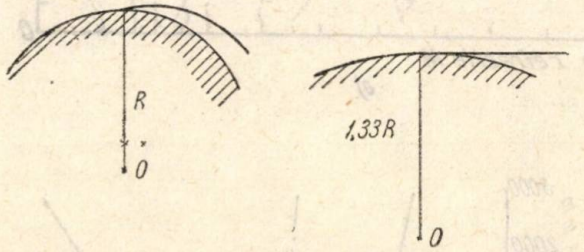


Fig. 11. Propagarea în atmosfera standard, deasupra pămîntului real, este echivalentă cu propagarea în atmosfera omogenă, deasupra unui pămînt avînd o rază de 1,3 ori mai mare.

7. Un fapt excepțional care intervine în propagarea microundelor, este fenomenul de supra propagare. Așa cum s-a arătat mai sus, microundele avînd o propagare cvasioptică, se propagă în general pînă la orizontul optic, sau ceva mai departe datorită neuniformității atmosferei, și fenomenului de difracție. Dar, începînd din 1934 s-a pus în evidență propagări ale microundelor la distanțe cu mult dincolo de orizontul optic. Probabil că cel mai lung traseu stabilit în microunde, este aceea stabilită de o stație de radar operînd în ocean, care primea ecouri de la obiective situate la 3 000 km distanță. În sens invers, se pot cita situații în care două stații situate la 40 km nu puteau stabili o radiolegătură în microunde, deși erau situate astfel încît de la o stație, se vedea cealaltă.

Aceste fenomene, în special cel de suprapropagare, se explică prin existența unor straturi de inversiune a indicelui de refracție în atmosferă. Astfel de regiuni se observă și în fig. 7, d și următoarele. Este vorba de acele regiuni ale atmosferei în care indicele de refracție variază în sens invers modului în care variază în atmosfera standard.

În fig. 12 se arată propagarea unor unde într-o atmosferă în care există un ghid la supra-

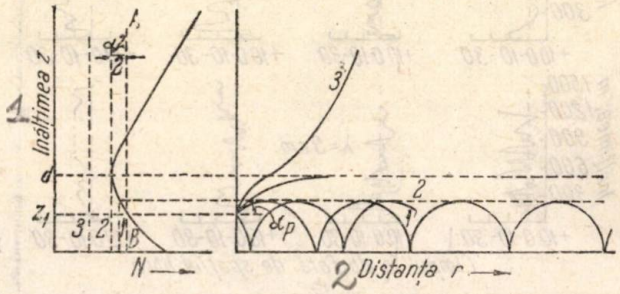


Fig. 12. Propagarea undelor într-o atmosferă existînd un ghid la suprafața solului.

fața solului. Se observă că razele care pătrund în acest ghid nu mai pot ieși, suferind mereu reflexii la sol și la un anumit strat al atmosferei. Situația este cu totul analoagă propagării energiei electromagnetice într-un ghid de undă (fig. 13), în care energia rămîne mereu limitată în spațiul delimitat de pereții ghidului.

Evident, ghidarea energiei electromagnetice de către un ghid de undă se face numai dacă frecvența undei care pătrunde în ghid este mai mare decît frecvența critică a ghidului de undă.

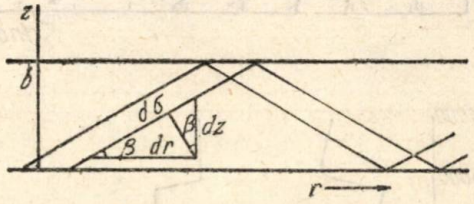


Fig. 13. Propagarea unor raze într-un ghid de undă.

La fel se pune în evidență o frecvență critică pentru ghidurile atmosferice. Relația care dă lungimea de undă critică, în funcție de înălțimea ghidului atmosferic este $\lambda = 0{,}06\ d^{3/2}$. Cum în general înălțimea acestor ghiduri atmosferice este de ordinul metrilor, rezultă că numai microundele vor fi afectate de existența lor.

Trebuie însă subliniat faptul că propagarea într-un ghid atmosferic se face într-un mod care este mai puțin critic decît propagarea într-un ghid de undă, astfel încît chiar unde a căror

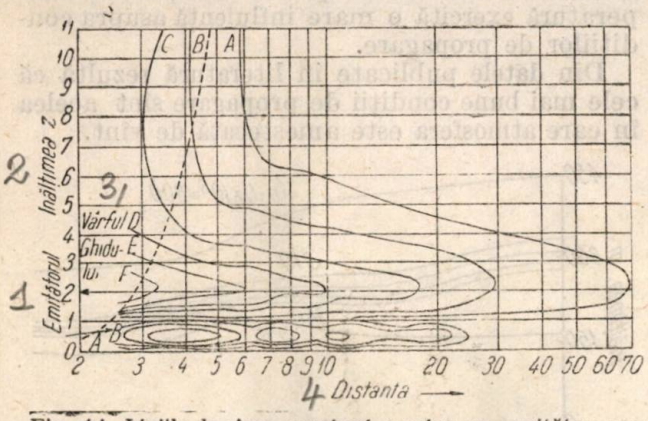


Fig. 14. Liniile de cîmp constant pentru un emițător care ar radia într-un ghid atmosferic.

lungime este de cîteva ori mai mare decît lungimea de undă critică, încă suferă o influență puternică din partea ghidului de undă.

Ghidul atmosferic influențează foarte mult propagarea microundelor. În fig. 14 se arată liniile de cîmp constant, pentru un emițător care ar radia într-un astfel de ghid.

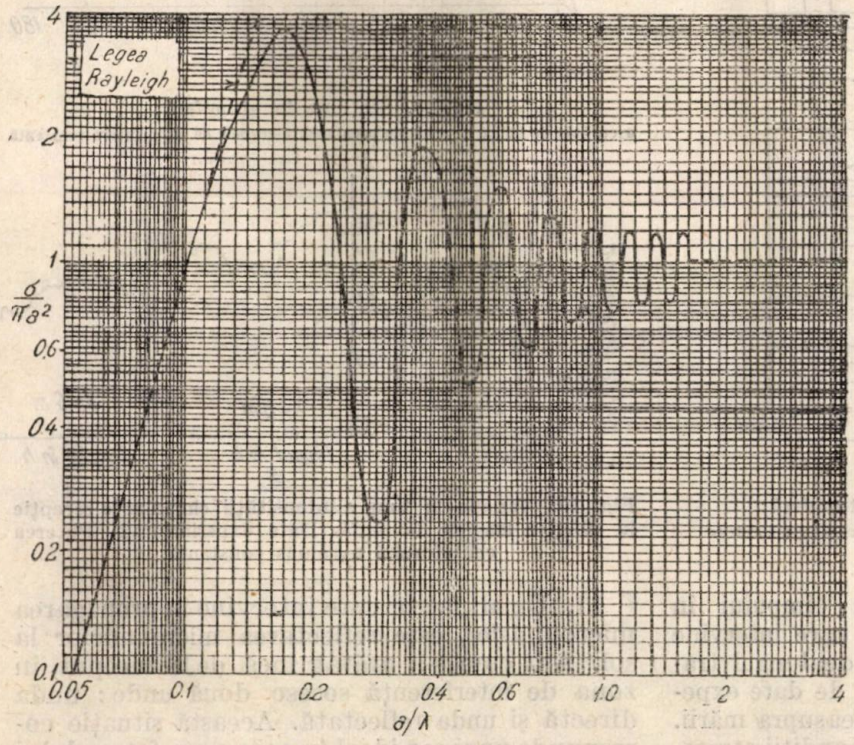


Fig. 15. Raportul dintre secțiunea de difuzie și secțiunea geometrică, pentru o sferă perfect conductoare, în funcție de raportul dintre raza a a sferei, și lungimea de undă.

8. Factorii meteorologici joacă un rol considerabil în propagarea microundelor: particulele de ploaie provoacă o difuzie a energiei electromagnetice; aerul produce o absorbție de energie; particulele din atmosferă produc o absorbție de energie prin încălzirea lor.

Atunci cînd în calea undelor electromagnetice intervine un obstacol, acest obstacol absoarbe o parte din energia undei incidente, pentru a reradia apoi această energie. Însă pe cîtă vreme energia venea la început sub o anumită formă precisă — de exemplu polarizat liniar — energia reradiată de fiecare particulă este o undă sferică. Cum în spațiul considerat există foarte multe particule, ele produc ca rezultat net o difuzie a energiei electromagnetice. Considerînd că particulele care produc difuzia sînt sferice, de rază a, că lungimea de undă a energiei incidente este λ, se poate arăta că raportul dintre secțiunea de difuzie și secțiunea geometrică a particulelor este proporțională cu $(a/\lambda)^4$, pentru valori mici ale raportului (a/λ). Prin secțiune de difuzie se înțelege raportul dintre energia reradiată de sursă, în direcție radială, către densitatea de energie a undei incidente.

Fenomenul de difracție intervine și în cazul în care dimensiunile obiectului sînt mult mai mari decît lungimea de undă. În acest caz se produc fenomene mai complexe. Astfel dacă în calea unei unde plane, se dispune un ecran perfect conductor, după reflecție, unda prezintă o caracteristică de radiație, așa cum se vede din fig. 16. Aceasta, pentrucă formulele cunoscute ale reflexiei se aplică numai în cazul unui plan infinit. Ori în cazul unor dimensiuni finite ale planului, intervin și alte fenomene.

9. Factorii meteorologici au de asemenea un mare rol în propagarea microundelor. Astfel particulele de ploaie provoacă o mare absorbție de energie. S-a calculat că dacă concentrația picăturilor de apă este de M grame pe metru cub, atunci atenuarea pe care o suferă o undă de 1,25 cm este de 0,28 M db/km, la temperatura de 18°C, și aceasta independent de dimensiunile picăturilor, cu

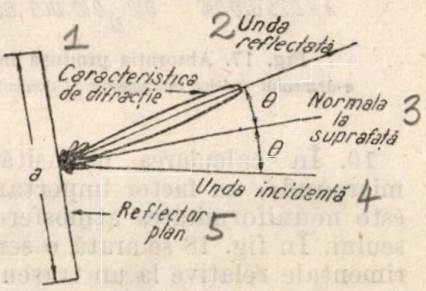


Fig. 16. Difuzia produsă de un plan metalic la care $a/\lambda \gg 1$.

condiția ca acestea să fie suficient de mici. Cum M este în general mai mic de 1 la ceață și nori, rezultă că absorbția acestor formații meteorologice va fi în general neglijabilă. În timp de ploaie, se pot obține atenuări mari, ajungînd pînă la 18 db/km.

La undele sub 1 cm intervine şi absorbţia datorită trecerii electronilor de pe un nivel de energie pe altul. La lungimi de undă mai mari însă, acest fenomen nu intervine. Această absorbţie de energie ascultă de legile mecanicii cuantice.

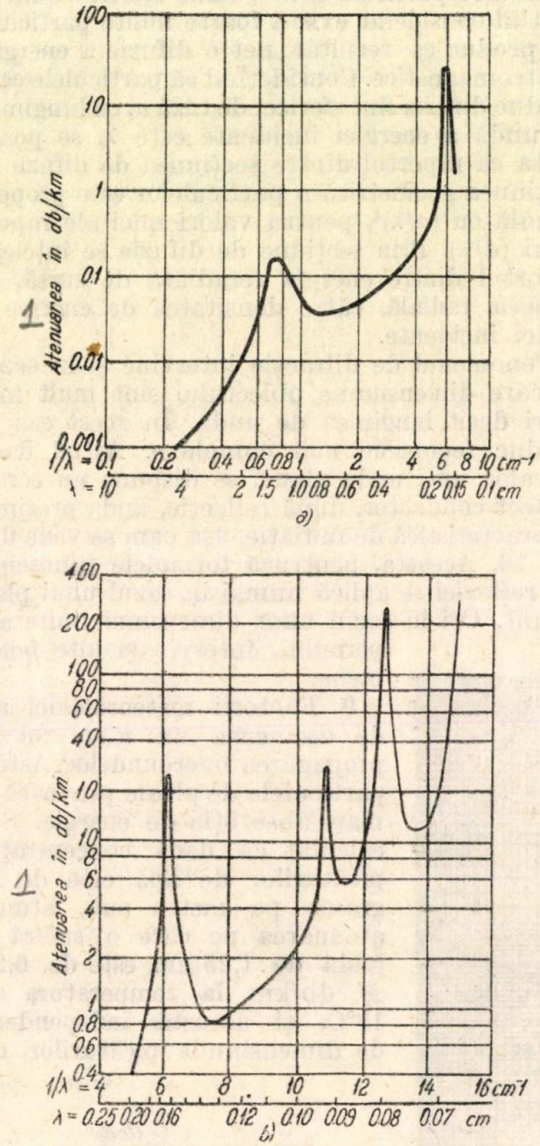


Fig. 17. Absorbţia produsă în atmosferă:
a-domeniul undelor centrimetrice; b-domeniul undelor milimetrice

numai la una din staţiile terminale ale unei legături, nu se pot trage concluzii definitive.

Totuşi, din unele grafice publicate în literatură, rezultă o serie de observaţii.

Astfel se vede că în special variaţiile de temperatură exercită o mare influienţă asupra condiţiilor de propagare.

Din datele publicate în literatură rezultă că cele mai bune condiţii de propagare sînt acelea în care atmosfera este amestecată de vînt.

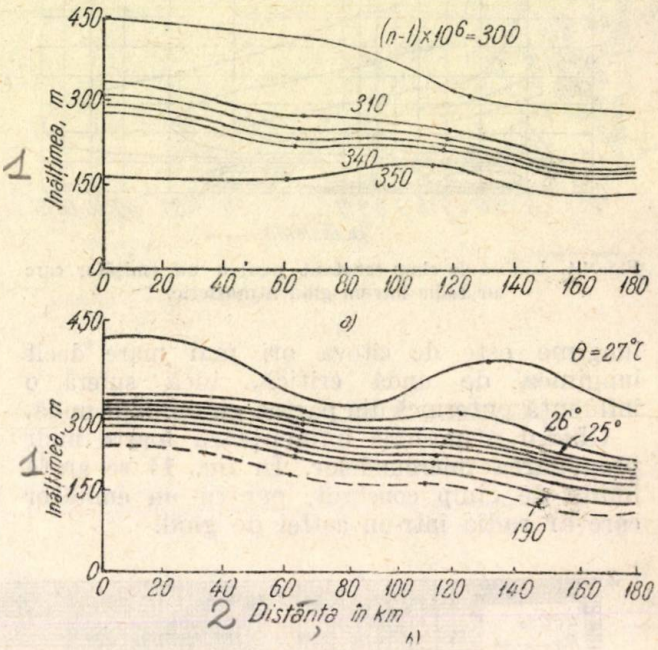


Fig. 18. Secţiune în atmosferă:
a-curbele de indice de refracţie constant; b-curbele de temperatură constantă

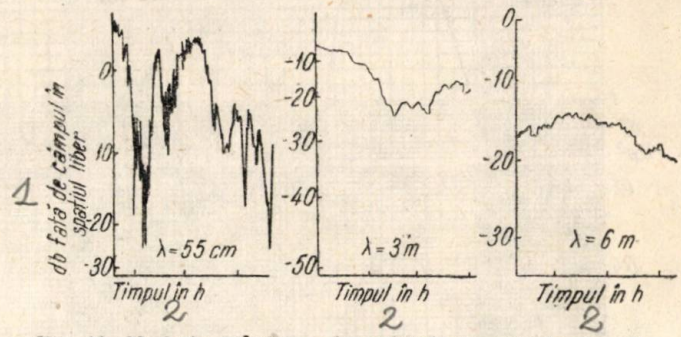


Fig. 19. Variaţia în timp a intensităţii cîmpului la recepţie la diferite lungimi de undă. Date experimentale. Puterea emiţătorului a rămas constantă.

10. În calcularea intensităţii cîmpului în microunde, un factor important care intervine este neuniformitatea atmosferei dealungul traseului. În fig. 18 se arată o serie de date experimentale relative la un traseu deasupra mării. Se vede de aci că chiar în aceste condiţii atmosfera nu se prezintă omogenă.

De-a lungul traseelor terestre, neuniformităţile sînt mai pronunţate, şi în special vara se ivesc deasupra cîmpiilor goluri de aer, care se comportă ca nişte lentile ce abat undele electromagnetice din drumul lor rectiliniu. Aceşti factori nu se manifestă în general la fel de-a lungul întregului traseu, astfel încît din datele culese

11. Un alt factor care intervine în propagarea microundelor, este reflectarea microundelor la sol. Aşa cum s-a arătat încă de la început, în zona de interferenţă sosesc două unde: unda directă şi unda reflectată. Această situaţie corespunde unui caz ideal în care suprafaţa solului ar fi perfect netedă. În realitate însă suprafaţa solului nu este netedă, astfel încît la receptor nu soseşte o singură undă reflectată, ci mai multe, care interferează. Fiecare undă soseşte cu o anumită amplitudine şi fază, corespunzînd cu drumul parcurs şi cu unghiul sub care a avut loc reflecţia. Se ştie anume că la reflectarea pe o suprafaţă, undele electromagnetice îşi

schimbă în general atît amplitudinea cît și faza. Raportul dintre unda incidentă și cea reflectată se determină cu ajutorul coeficienților lui Fresnel. Raportul amplitudinilor dintre unda reflectată și cea incidentă, ca și defazajul dintre aceste unde, se vede în fig. 21.

Dacă sosesc diferite unde din diferite direcții, între ele vor exista și o diferență de fază, datorită parcursurilor lor diferite. Se demonstrează că locul geometric al punctelor avînd același parcurs este o elipsă. In fig. 22 se arată diferite elipse corespunzînd unor diferențe de drum de $\lambda/2$.

Cercetări recente întreprinse de ing. Petr Beckmann (R. Cehoslovacă) au arătat însă că metoda zonelor lui Fresnel nu poate fi aplicată în microunde la fel ca în optică. Această metodă nu poate fi utilizată deoarece condițiile în microunde sînt diferite de cele din optică. P. Beckmann a dat metode care permit să se determine zona care trebuie să fie netedă, pentru a se putea conta că se produce numai o reflexie și nu și o difracție a undelor, în punctele în care ele lovesc solul, pe parcursul dintre două stații releu, de exemplu.

12. Din cele expuse pînă acum rezultă caracterul complex al fenomenelor care intervin în propagarea microundelor. Problema aceasta fiind relativ recentă, nu este epuizată din punct de vedere teoretic și nici din punct de vedere experimental, în special în condițiile specifice țării noastre, astfel

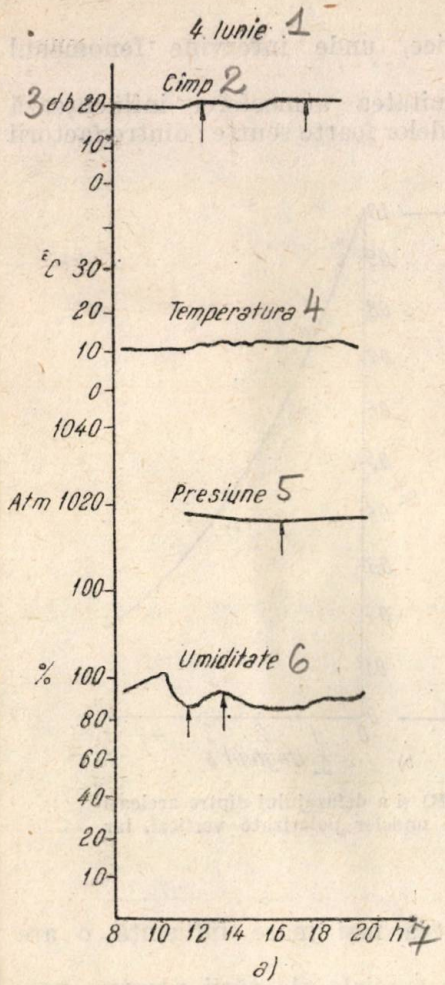
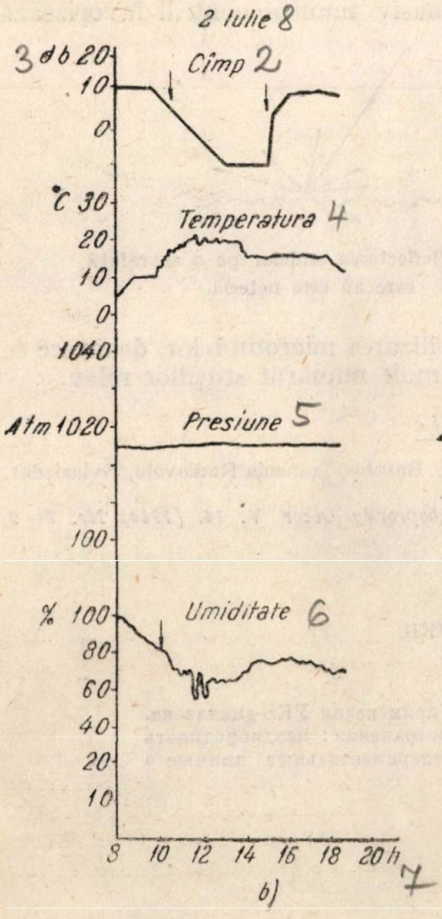
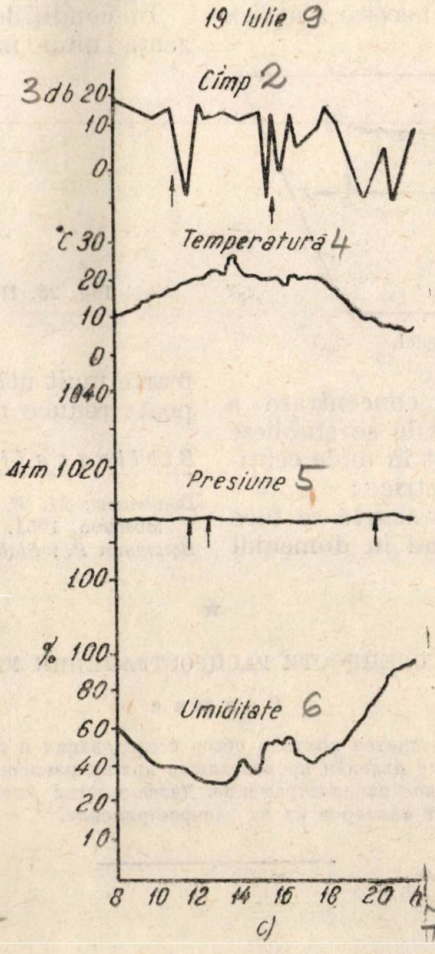
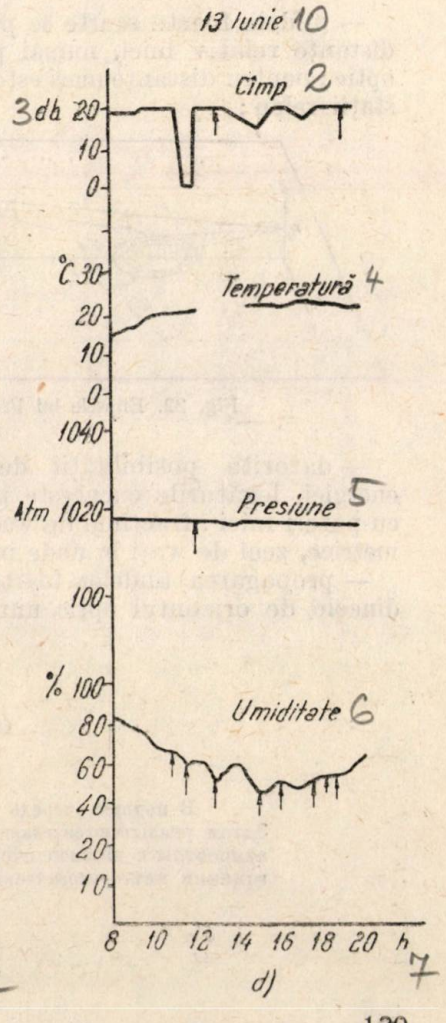


Fig. 20. Variația în timp a intensității cîmpului electromagnetic la recepție, și condițiile meteorologice la punctul de recepție. Puterea emițătorului a rămas constantă.







încît există posibilitatea de a se întreprinde studii originale în această direcție.

De asemeni din cele expuse, se desprind o serie de concluzii practice :

— undele foarte scurte se pot întrebuința la distanțe relativ mici, numai pînă la orizontul optic ; pentru distanțe mari este necesar a utiliza stații releu ;

— datorită posibilității de concentrare a energiei, legăturile cu aceste unde se stabilesc cu puteri mici : fracțiuni de watt în unde centimetrice, zeci de wați în unde metrice ;

— propagarea undelor foarte scurte se face dincolo de orizontul optic numai în domeniul undelor metrice, unde intervine fenomenul de difracție ;

— neuniformitatea atmosferei influențează propagarea undelor foarte scurte ; dintre factorii meteorologici cea mai mare influență o are temperatura.

In condițiile speciale ale țării noastre, prezența unui masiv muntos central favorizează foarte mult utilizarea microundelor, deoarece se poate reduce mult numărul stațiilor releu.

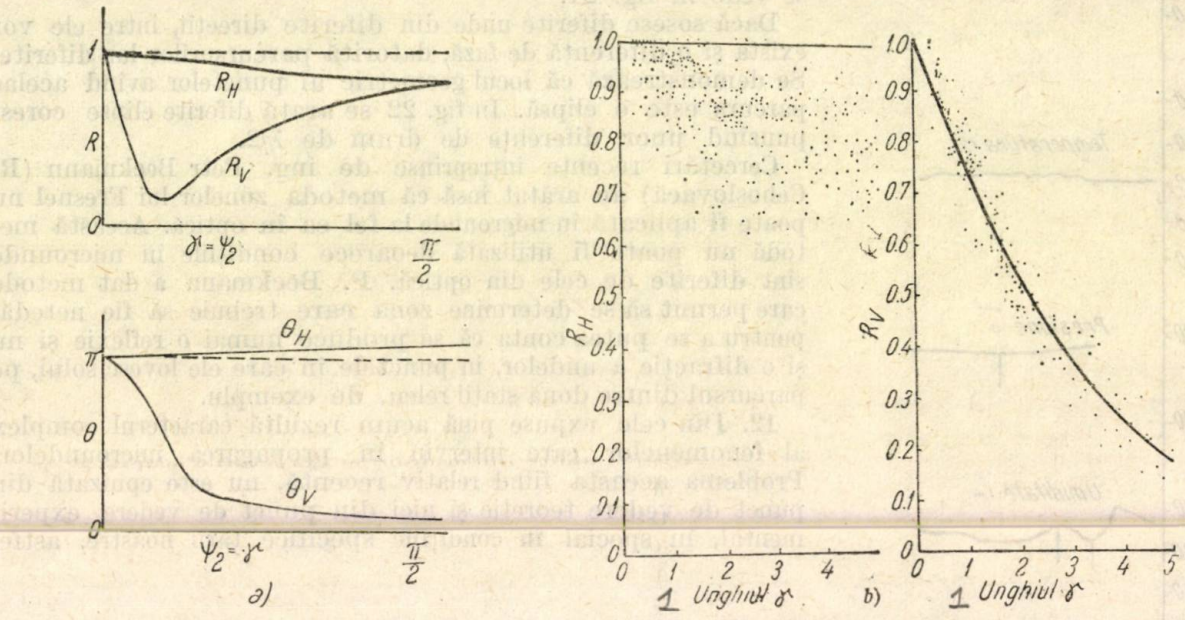


Fig. 21. Raportul amplitudinilor dintre unda reflectată și cea incidentă (R) și a defazajului dintre aceleași unde (φ), în funcție de unghiul dintre rază și sol. Indicele *v* corespunde undelor polarizate vertical, iar indicele *h* celor polarizate orizontal.

a — valori teoretice ; *b* — valori experimentale.

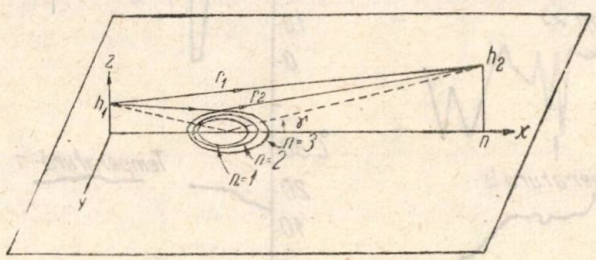


Fig. 22. Elipsele lui Fresnel.

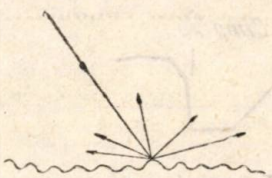


Fig. 23. Reflectarea undelor pe o suprafață care nu este netedă.

Bibliografie

Doluhanov ; M. P. Raspros ranenie Radiovoln, Sviazizdat, Moscova, 1951.

Beckmann P. : *Slaboprondy Obzor V. 14. (1953) Nr. 8—9.*

★

ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ УКВ

Резюме

В первую очередь делается краткий обзор исследования и применения УКВ диапазона. Затем указываются главные явления происходящие при их распространении : неоднородность атмосферы и квазиоптическое распространение. Далее даются экспериментальные данные о влиянии метеорологических факторов на их распространение.

DIN PROPRIETĂȚILE ȘI APLICAȚIILE SEMICONDUCTORILOR: TRIODELE CU CRISTAL

Conf. I. V. HELGIU

După ce se expun unele probleme generale asupra conductivității electrice se tratează conductivitatea semiconductorilor. In ultima parte se expun triodele cu cristal cu contacte prin puncte și triodele fără contacte prin puncte.

De existența lămpii triode sînt legate numeroase aplicații în domeniile cele mai variate ale științei și tehnicii, dar posibilitățile de extindere a acestora au fost în unele cazuri limitate de însușirile ei.

Cercetătorii din domeniul semiconductorilor au reușit de cîțiva ani să scoată o nouă triodă, pe un principiu diferit al lămpilor cu vid, o triodă cu cristal ale cărei proprietăți deschid mari perspective multiplelor domenii ale tehnicii electronice.

Transistorul și mai recent trioda cu cristal „n-p-n" sînt dispozitive de o simplicitate extremă care pot înlocui cu succes într-o serie de cazuri lampa triodă în aplicațiile ei tehnice corespunzătoare. Este meritul savantului rus O. V. Loseev de a fi realizat în 1923 primul oscilator cu cristal, cristadina, utilizînd cristale de zincită. Ideea dată de Loseev a fost reluată, și la ora actuală prin triodele cu cristal sînt încercate aparate ale căror aplicațiuni tot mai numeroase se extind dincolo de domeniile radiotehnicii, televiziunii și radarului.

I. Noțiuni asupra semiconductorilor

1. Cunoștințe asupra conductivității electrice. Termenul semiconductor se întrebuințează pentru a arăta corpurile a căror conductivitate electrică este mai mică decît a metalelor. Corpurile solide din punct de vedere electric se împart în conductori, semiconductori și izolatori.

Conductivitatea metalelor la temperatura normală este foarte mare și începe să scadă odată cu creșterea temperaturii pe cînd conductivitatea izolatorilor este, dimpotrivă, foarte mică (ca să nu spunem că lipsește) și numai la temperaturi înalte ea poate avea o valoare oarecare. Din punct de vedere al conductivității, semiconductorii ar urma să ocupe o poziție intermediară, dar cercetînd natura intimă a fenomenului conductivitate, care este legat de structura materiei constatăm că în genere este greu să se facă o demarcație între semiconductori și metalele conducătoare; într-adevăr experiența ne arată că se poate face o tranziție continuă dela unele la altele.

In categoria semiconductorilor putem avea o serie întreagă de corpuri din care unele ca siliciul și germaniul sînt considerate ca reprezentînd semiconductorii tip. Cei mai mulți semiconductori sînt oxizi metalici, sulfuri sau silicați, deși unii oxizi ca Fe_3O_4 ne apar cu proprietăți asemănătoare metalelor, pe cînd alți compuși metalici, spre exemplu Mg_2Sn, apar cu proprietățile caracteristice ale semiconductorilor. Conductivitatea semiconductorilor se mărește cu mare rapiditate cînd temperatura crește și mai mult pentru o anumită temperatură dată conductivitatea unui semiconductor nu mai are, ca pentru un metal, o valoare bine determinată; ea poate varia în raportul de la 1 la 100, după natura tratamentelor fizice suferite anterior de bucata supusă experimentării și mai ales după gradul de impurități pe care îl conține.

Este important să constatăm că cele mai multe din studiile și cercetările asupra proprietăților și aplicațiilor semiconductorilor aparțin științei sovietice. In lucrările Academiei de Științe din U.R.S.S. au fost ședințe speciale consacrate proprietăților semiconductorilor. (A se vedea colecția Analelor Romîno-Sovietice, Matematică-Fizică pe anii 1952—1953).

Conductivitatea electrică a metalelor se datorește după cum se știe, deplasării electronilor „liberi" care se mișcă printre atomii metalului. Experiențe făcute chiar la începutul acestui secol au arătat că trecerea curentului electric prin metale nu este însoțită de nici un fel de transport al materiei și că rolul de purtători ai sarcinilor electrice îl au electronii de valență ai atomilor metalului considerați că și-au pierdut legătura cu atomii lor.

Cercetarea structurii metalelor în stare solidă a arătat o structură cristalină dispusă în spațiu în diferite forme geometrice regulate. Această regularitate poate merge pînă la dimensiuni apropiate de ale moleculelor și atomilor unde vom găsi formele finale ale cristalelor verificate experimental cu ajutorul razelor X.

De la început trebuie să facem observația că ideea formelor geometrice regulate după care ar trebui să se alcătuiască materia a fost, dincolo de verificarea ei practică, reală, un suport necesar pentru studiul și cercetarea științifică. Vom putea lua în cele ce urmează pentru simplificare și într-o primă aproximație cazul unor cristale elementare identice de metale care știm că pot fi cristalizate obișnuit în sistemul cubic sau hexagonal (fig. 1).

Indiferent de sistemul cristalelor dintr-un metal oarecare vom admite așezarea lor în rețele regulate în nodurile cărora se găsesc atomii ionizați ai metalului respectiv, spațiul dintre ei fiind umplut cu electronii „liberi" care formează așa numitul „gaz electronic".

Existența electronilor „liberi" care se pot mișca în interiorul metalelor reprezintă o trăsătură caracteristică a lor pe care o avem atît în starea solidă cît și în starea lichidă; acești electroni sînt aceia ai ultimului strat (sau

înveliș) atomic, electronii de valență, care își pot pierde legătura cu atomii lor devenind un „bun comun" al tuturor atomilor transformați

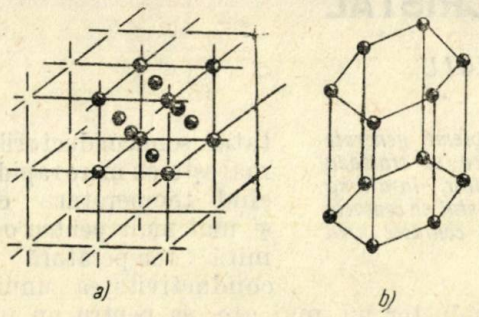


Fig. 1. Modele de rețele cristaline.
a — rețea cubică cu fețe centrate; *b* — rețea haxagonală.

acum în ioni pozitivi. Metalul ar consta prin urmare din ioni pozitivi cufundați într-un mediu „gazul electronic", negativ format din electronii care umplu spațiile dintre atomi și din zonele lor interioare.

La temperatura obișnuită atomii ionizați ai rețelei execută oscilații de o amplitudine redusă în jurul unor poziții medii de echilibru, oscilații care se măresc la temperatura de topire aducînd distrugerea structurii cristaline.

Mișcarea electronilor în sistemul rețelei cristaline se face ținînd seama că ei nu aparțin anumitor atomi ci sistemului întreg al rețelei.

Teoriile asupra conductivității metalelor au fost supuse unei schimbări radicale odată cu aplicarea legilor cuantice „gazului electronic" al metalelor și pentru a nu depăși cadrul restrîns al lucrării de față nu ne vom ocupa de mecanismul mai amănunțit al trecerii electronilor de la un atom la altul, vom fixa însă o serie de cunoștințe care vor înlesni înțelegerea conductivității.

După cum se știe din mecanica cuantică un sistem de particule, atomii și sistemele atomice, se află într-o serie de stări energetice care diferă una de alta; avem stări staționare a căror energie E_1, E_2, E_3, ... formează un șir „discret".

In cazul unui electron care se află în cîmpul coulombian al unei sarcini pozitive (din nucleu) energia lui potențială este o funcție de raza orbitei sale, după cum se știe, de forma :

$$E_p = -\frac{Ze^2}{r}$$

a cărei reprezentare grafică ne arată curba alăturată (fig. 2).

Pe de altă parte tot conform mecanicii cuantice energia totală a electronului care se află în zonele de energie negativă, ($E < 0$), se găsește într-o serie de stări discrete date de relația [1]) :

$$E = -\frac{A}{n^2}$$

unde A este o constantă [2]) și n numărul cuantic principal. Valorile $n = 1, 2, 3, \ldots$ ne dau nivelele de energie prin linii orizontale. După cum ne arată fig. 2, nivelele de energie tind către o limită; limita superioară, axa *Or*, corespunde energiei de smulgere a electronului din legătura cu nucleul său, adică ionizarea atomului, care se face numai prin cheltuiala unei energii oarecare.

In mișcarea unui electron a cărui energie totală este E avem suma energiilor cinetică și potențială egale cu energia totală :

$$E_c + E_p = E$$

pentru că $E < 0$, $E_c = E - E_p$ are valori negative în anumite regiuni care devin interzise; prin urmare se poate vorbi despre mișcare numai în anumite zone permise, zone ce corespund unor nivele energetice bine determinate.

Modelul electronilor liberi, care se mișcă dezordonat în rețeaua ionilor pozitivi a putut servi teoria clasică un timp pentru a se arăta mecanismul conductivității metalelor... dar „complicațiile" s-au ivit de îndată ce a fost necesară o explicație și pentru conductivitatea pe care o pot avea semiconductorii în anumite condiții, în același timp pentru desființarea granței dintre conductori și izolatori.

Cînd ideile cuantice s-au impus, lucrurile au mers în sens invers, adică s-a pornit de la semiconductori (pe care deocamdată îi vom lăsa) pentru a se ajunge la conductivitatea electronică a metalelor.

Să vedem pe scurt în completare care sînt explicațiile teoriilor noi, ale mecanicii cuantice, referitoare la distribuția electronilor pe nivele energetice pentru un metal și apoi la conducti-

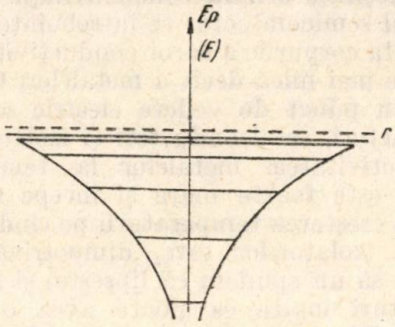


Fig. 2. Variația energiei unui electron în cîmpul nucleului atomic (nivelurile de energie).

vitatea electrică produsă evident tot prin mișcarea electronilor.

Ideile fundamentale pornesc dela *dualismul undă-corpuscul* pe care Louis de Broglie l-a extins dincolo de studiul naturii luminii la toate particulele materiale în mișcare; astfel apare o mecanică ondulatorie ale cărei principii sînt aplicabile mișcărilor din domeniul atomic.

---

[1]) Relație care ne dă valorile posibile ale energiei atomului de hidrogen și atomilor metalici asemănători, cu un singur electron pe ultimul înveliș.

[2]) $A = RhcZ^2$
unde
R este constanta lui Rydberg; h — constanta lui Plank; c — viteza luminii; Z — numărul atomic.

Pe baza principiilor mecanicii ondulatorii electronul trebuie să dispună de proprietăți ondulatorii bine definite; în volumul ocupat de o bucată de metal mișcarea electronilor este descrisă de undele asociate lor încît cantitatea de mișcare a unui electron este dată de relația [8]:

$$mv = h/\lambda \qquad (1)$$

h find constanta lui Plank și λ-lungimea de undă asociată electronului.

Undele electronice au caracterul unor unde staționare, ca și cele sonore, pentru care suprafețele metalului (bucata de metal ar putea avea forma unei cutii dreptunghiulare) se găsesc la noduri. „Fiecare undă staționară poate fi obținută prin suprapunerea cîtorva unde care se propagă în diferite direcții" arată I. I. Frenkel [9]. Și mai departe: „aceasta corespunde faptului că electronii din cutia dreptunghiulară nu se mișcă tot timpul într-o singură direcție și cu o anumită viteză; atingând suprafața metalului ei sînt reflectați și își schimbă de fiecare dată semnul vitezei în direcția perpendiculară pe perete".

După reflexie considerînd că valoarea vitezei rămîne neschimbată avem pentru energia cinetică a electronului:

$$E_c = \frac{1}{2} mv^2. \qquad (2)$$

Luînd energia unui electron complet liber a cărui mișcare este însoțită de o undă asociată caracterizată prin lungimea de undă λ, din ecuațiile (1) și (2) găsim că:

$$E_c = \frac{h^2}{2m\lambda^2}$$

care se mai poate scrie ținînd seama de notația $k = \frac{1}{\lambda}$

$$E_c = \frac{h^2}{2m} k^2 \qquad (3)$$

unde k reprezintă numărul de undă. Relația (3) ne arată legătura dintre energie și numărul de undă a cărei reprezentare grafică ne conduce la o parabolă (fig. 3), și de unde constatăm că un electron liber poate avea orice lungime de undă.

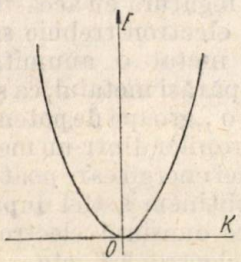


Fig. 3. Variația energiei unui electron liber în funcție de numărul de undă.

In sistemul rețelei cristaline electronii nu mai sînt liberi — începem să facem corecțiile de care avem nevoie — ci se mișcă într-un cîmp potențial mijlociu care depinde atît de așezarea atomilor în rețea cît și de modul de mișcare al tuturor electronilor.

[8]) Se ajunge la această relație pornind de la relațiile cunoscute:

$$E = h\nu; \quad E = mv^2; \quad \lambda\nu = v.$$

Electronii sînt însă distribuiți în „straturi" — învelișuri — corespunzătoare stării lor energetice, cuantificate; energia lor poate lua după cum știm numai o serie discretă de valori și anumite lungimi de undă.

Nu mai avem posibilă o legătură de continuitate între E și k așa cum ne arată relația (3) ci pentru o serie de valori λ (respectiv k) vom avea discontinuități ce corespund acelor regiuni ale energiei care ne apar ca interzise (fig. 4).

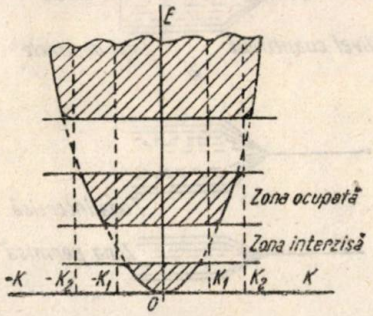


Fig. 4. Variația energiei electronilor în funcție de numărul de undă (în sistem atomic — rețea cristalină).

Distribuția electronilor pe învelișuri — adică pe nivele energetice — se face după principiul lui Pauli în virtutea căruia pe fiecare nivel se pot găsi numai doi electroni.

Să ne închipuim această distribuție în rețeaua ionilor la zero absolut ($T = 0$), teoria clasică n-ar mai admite să mai avem mișcare, energia fiind nulă pe cînd după principiul lui Pauli pe fiecare nivel avem doi electroni.

In acest caz primii electroni se stabilesc pe nivelul cel mai „de jos" pentru care energia este minimă, electronul următor — în cazul unui atom de litiu spre exemplu — nu se mai poate stabili pe acest nivel și trece pe următorul „mai înalt" unde el va avea nu numai energie potențială ci și o anumită cantitate de energie cinetică.

Energia cinetică maximă la zero absolut se poate calcula după formula:

$$E_1 = \frac{h^2}{2m} \left[\frac{3N}{8\pi}\right]^{2/3}$$

unde:

E_1 este energia cinetică;
h — constanta lui Planck/$6{,}62 \cdot 10^{-27}$ ergi·s;
m — masa electronului;
N — numărul electronilor dintr-un cm³.

Calculele ne arată că pentru majoritatea metalelor valoarea lui E_1 este cuprinsă între 6—7 eV și numai pentru metalele alcaline are valori de ordinul 2 eV.

Odată cu ridicarea temperaturii ($T > 0$) avem o mutare parțială a electronilor care încep să treacă pe nivele de energie superioară.

Principiul lui Pauli nu se aplică numai unui atom izolat ci și sistemelor complexe ale atomilor care formează rețeaua cristalină a unui metal de care ne ocupăm aici. Pentru o astfel de rețea formată din N atomi de același fel vom

avea N electroni — în cazul ionilor monovalenți — care nu mai pot să apară pe același nivel anterior (întrucît ei aparțin sistemului întreg, sînt electroni „colectivizați" așa cum îi numește I. I. Frenkel) și care aparțin la N nivele apropiate unul de altul ce formează o bază sau o zonă de nivele permise (fig. 5, *a*).

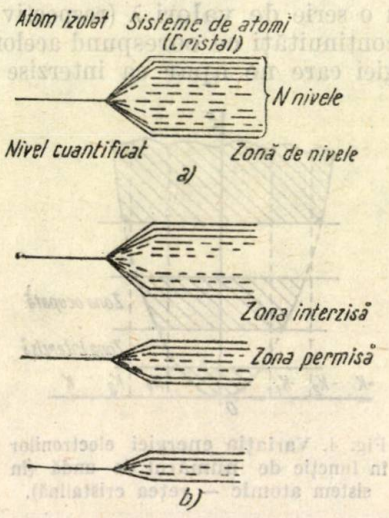


Fig. 5. Trecerea de la nivele discrete la zone energetice.

Avem în felul acesta în mulțimea cristalelor pentru fiecare nivel cuantic de la început o bandă de nivele, între diferitele bande existînd zone interzise (fig. 5, *b*). Pentru numărul total N al electronilor din bucata de metal vom avea ocupate, la zero absolut, $N/2$ nivele energetice din cele mai de jos care au o energie minimă, adică avem jumătate nivele din numărul electronilor liberi.

Numărul electronilor dintr-un metal în unitatea de volum se poate calcula cunoscîndu-i densitatea și greutatea atomică; un calcul simplu ne arată că dacă luăm pentru fiecare atom un electron ajungem la un număr apreciabil de ordinul $10^{22}/cm^3$ ceea ce ne poate arăta și numărul nivelelor din metal.

Putem înțelege acum pe A. F. Joffe [2] care spune: „Electronii de valență nu sînt localizați, ei formează un ansamblu de electroni ai rețelei cristaline și fac parte din sistemul de nivele al cristalului întreg. Nici un electron exterior nu este legat unui atom dat, dar libertatea lor este restrînsă prin interdicție de a trece asupra unuia din nivelele ocupate de alți electroni".

Am ajuns la clarificarea situației electronilor ultimului strat, de valență, ei pot fi considerați liberi ne mai fiind legați unui anumit atom; în realitate libertatea lor este condiționată de restricția de a nu putea trece pe nivele unde se găsesc alți electroni. Dacă într-o zonă permisă avem nivele în plus „la dispoziție", fără electroni, care ar putea fi ocupate lucrurile se schimbă, electronii mai de jos „sînt liberi" să treacă pe aceste nivele cînd intervin cauze determinante exterioare și mișcarea lor de ansamblu face să apară la capetele bucății de metal un curent electric.

Rezultă din cele de pînă aici că în sistemul de atomi ai rețelei cristaline avem apariția bandelor (sau zonelor) energetice permise despărțite prin zone interzise; cînd ultima zonă energetică, cea superioară, nu este ocupată în întregime de electroni există o posibilitate a acestora ca sub influența unui agent extern (exemplu un cîmp electric) să treacă pe nivelele superioare care sînt foarte aproape unul de altul pentru a lua parte la mișcarea de ansamblu din întreaga rețea. Sub influența cîmpului electric avem o variație a energiei electronilor care avînd o viteză suplimentară trec în zona de conductivitate; după cum vedem zona de conductivitate este zona superioară a nivelelor incomplect ocupată (fig. 6, *a*).

Electronii din interiorul unui metal au energii destul de mari și în anumite condiții, cînd vitezele lor sînt normale pe suprafața metalului, s-ar părea că ei pot părăsi metalul.

Experiența ne arată însă că nu s-a observat niciodată o emisiune electronică spontană din metale [6].

In condiții obișnuite o bucată de metal este neutră și electronii care se mișcă dezordonat cu viteze foarte mari nu trec de suprafața exterioară datorită unei atracții intense din partea ionilor pozitivi ai rețelei cristaline. „Suprafața exterioară a metalului se dovedește a fi înconjurată de o atmosferă electronică foarte densă, formată din electronii care o părăsesc neîncetat și se întorc mereu înapoi" [6].

Pentru a scoate un electron dintr-un metal avem nevoie de un lucru mecanic de extragere care este specific fiecărui metal; el se măsoară în electroni-volți. După cum se știe lucrul mecanic de extragere W se poate exprima prin produsul:

$$W = eV$$

unde e reprezintă sarcina electronului și V potențialul de ieșire.

Avînd pe e constant putem caracteriza diferitele metale numai prin valoarea lui V, spre exemplu pentru argint avem 4,74 V; platina 5,32 V; potasiu 2 V, etc.; în legătură cu aceasta putem trage concluzia că un electron trebuie să învingă la suprafața unui metal o anumită barieră de potențial pentru a părăsi metalul, ca și cum s-ar găsi în metal ca într-o „groapa de potențial". Pentru extragerea electronilor dintr-un metal este necesară cheltuirea unei energii care poate fi dată pe mai multe căi; obținem astfel după felul energiei cheltuite diferite emisiuni electronice; termoelectronică, fotoelectronică, etc.

2. **Conductivitatea în semiconductori.** Un corp neconducător adică un izolator trebuie să fie considerat ca fiind lipsit de electroni liberi. Experiența ne arată însă că majoritatea corpurilor care dispun de o rețea cristalină sînt capabile de conductivitate electronică dacă în anumite condiții se poate produce în rețeaua lor cristalină electroni liberi.

De aici rezultă că numai atunci cînd intervin cauze determinante care să poată activa electronii

de valență ai atomilor din rețea aceștia pot deveni în parte electroni liberi și dau naștere conductivității. Acest fapt se întîmplă la o serie de corpuri unde agitația termică, radiațiunile ionizante, etc. produc conductivitatea.

La corpurile denumite „izolatoare" ne imaginăm formarea unui cristal prin asociația unor atomi care dispun de asemenea de nivele energetice cunoscute și din a căror interacțiune se produc zonele permise intercalate de zone interzise.

Să admitem că într-un asemenea cristal zona ultimă este complet ocupată de electroni această zonă fiind despărțită de o alta posibilă, de energie mai mare printr-un interval interzis destul de întins; pentru un asemenea „model" un agent extern capabil să aducă electronilor energie din afară — cazul unui cîmp electric nu prea intens — nu va fi în stare să transporte electroni de pe o zonă pe alta, de conductivitate și denumirea de izolator (dielectric) are o justificare (fig. 6, *c*).

Dacă supunem unui cîmp electric mai intens modelul nostru izolator acesta va putea transmite unora dintre electroni care se află pe cele mai înalte nivele destulă energie pentru a-i sălta din zona normală peste intervalul interzis și a-i aduce în zona de conductivitate; același lucru se poate face în unele cazuri și prin energie termică la o temperatură mare. O asemenea conductivitate este numai parțială adică antrenează numai un număr restrîns de electroni și la o tensiune prea mare ne alegem cu străpungerea dielectricului.

Am lăsat la urmă semiconductorii cînd de fapt de aici ar fi trebuit să începem; mecanismul conductivității lor este ceva mai complicat. Spre exemplu să ne imaginăm că zona energetică de conductivitate este apropiată alteia ocupată în întregime cu electroni; pentru o asemenea apropiere o energie minimă suplimentară din afară va reuși să provoace trecerea electronilor în zona unde ei pot să formeze un curent electric, am realizat în felul acesta unul din tipurile de semiconductori. Rezultă din cele spuse mai înainte că proprietățile electrice ale corpurilor pot fi determinate de mărimea intervalului interzis ΔE care desparte două zone energetice permise; cînd electronii primesc destulă energie exterioară ei pot sări peste banda interzisă (în întregime sau în parte din ei) pentru a deveni liberi și a lua parte la conductivitate. Relativ la semiconductori după A. F. Joffe [2] avem următoarea formulare: „în cazul semiconductorilor pe care îi avem situați între metale și izolatori între zona nivelelor normale și aceea a nivelelor de excitare se găsește un spațiu neocupat de nivele cuantice. Atît timp cît electronii rămîn în zona lor obișnuită ei nu pot lua parte la conductivitate dar îndată ce apare o energie exterioară în stare să-i facă să treacă în zona de excitare ei vor transmite curent și căldură. Contrar ca în cazul unui metal numărul electronilor de conductivitate nu este egal numărului total al electronilor de valență, ei formează o parte restrînsă în funcție de agentul care determină trecerea electronilor în zona de excitare, temperatură, lumină etc.". Conductivitatea nu depinde numai de numărul electronilor liberi dar și de lungimea liberului parcurs mijlociu sau de distanța pe care unda electronică se dispersează schimbînd direcția și lungimea de undă [2].

In metale electronii de valență asigură conductivitatea la orice temperatură.

Prin variația lungimii liberului parcurs mijlociu, care depinde de agitația termică (fiind

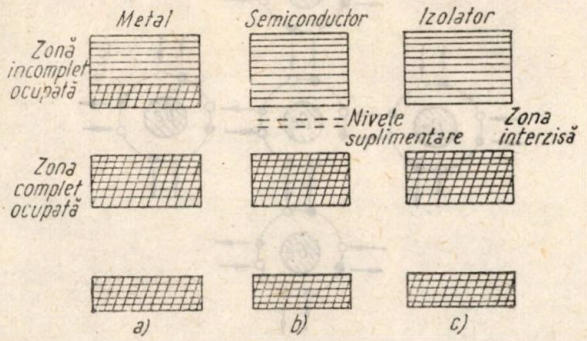


Fig. 6. Reprezentarea schematică a zonelor de conductivitate, în metale semiconductori și izolatori.

invers proporțional cu temperatura) avem la metale o scădere a conductivității odată cu creșterea temperaturii. In semiconductori avem de asemenea o scădere a lungimii liberului parcurs mijlociu, dar creșterea numărului electronilor liberi are un efect mai puternic și conductivitatea lor crește cu temperatura.

Diferențele esențiale între metale și semiconductori se datoresc efectelor produse asupra acestora de temperatură și impurități. In cazul semiconductorilor un factor determinant al conductivității îl formează așa numitele „impurități". Intr-un metal unde avem „impurități" — adică atomi dintr-un alt metal — se produce o schimbare a rețelei cristaline care formează obstacole în mișcarea variată a electronilor, de unde avem o scădere a conductivității. (Aliajele sînt mai puțin conductibile decît metalele pure din care provin).

Intr-un semiconductor avem de asemenea posibilitatea schimbării ordinei dintr-o rețea prin adausuri străine care au drept urmare apariția unor nivele suplimentare de energie în zone interzise (fig. 6, *b*). Astfel de nivele suplimentare intercalate între două zone energetice, una ocupată și alta liberă, duc la micșorarea distanțelor interzise și dau posibilitate unora dintre electroni de a trece mai ușor dintr-o zonă ocupată pe alta, de energie superioară, unde ei devin liberi și pot lua parte la conductivitate.

Adausurile străine care sînt un factor determinant al conductivității semiconductorilor poartă denumirea de impurități; spre exemplu în cazul siliciului impuritățile pot fi urme de aluminiu, bor sau beriliu. Pentru oxidul de zinc, ZnO, „impuritățile" sînt chiar atomi de zinc, rămași după reducere, care defigurează

rețeaua cristalină, electronii zincului găsindu-se pe nivelele suplimentare.

La alți semiconductori a căror structură ne arată un corp compus conductivitatea [4]) apare în funcție de variația cantitativă a unuia din componenții simpli (cazul PbS, Mg_3Sb_2).

Teoria semiconductorilor ne arată că impuritățile, atît de variate, pot să dea naștere la

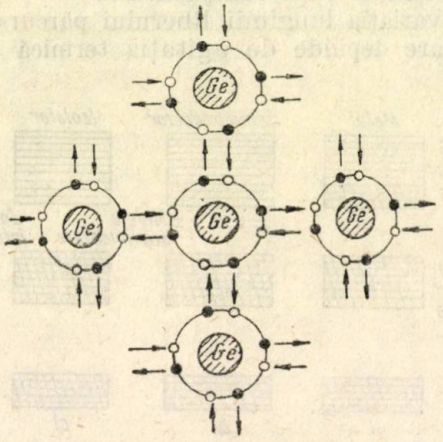


Fig. 7. Legătura atomilor de germaniu pur.

două feluri distincte de conductivitate : *o conductivitate electronică,* asemănătoare cu aceea a metalelor și *o conductivitate prin găuri* cunoscută de mai puțin timp. De altfel, urmînd aceeași cale inversă ipotezele noi vor să ne arate și la metale această ultimă conductivitate [3].

In cele ce urmează vom lua pentru simplificare cazul unor semiconductori cunoscuți arătînd într-un mod mai intuitiv mecanismul celor două conductivități care ne interesează direct în aplicațiile tehnice, la realizările triodelor cu cristal.

Semiconductorii tip care sînt siliciul și germaniul fac parte din coloana IV-a a tabelului periodic unde mai găsim carbonul și staniul, toate avînd aceeași configurație pe ultimul inveliș cu patru electroni de valență. Elementele coloanei a IV-a au după cum se știe o structură cubică cu opt atomi într-o celulă elementară, fiecare atom fiind legat prin legături covalente cu patru atomi vecini din care se formează astfel rețeaua cristalină a corpului solid. Prin completarea reciprocă a electronilor de valență de pe ultimul înveliș avem pentru fiecare atom un octet stabil (fig. 7). Acești electroni pot ocupa însă nivele energetice diferite în zone permise sau interzise ; teoria cuantică permite calcularea acestor zone precum și distanța posibilă a electronilor pe aceste zone. Experiențele asupra conductivității pe diferite probe de siliciu și germaniu pur au arătat că numai la o temperatură înaltă apare o conductivitate proprie pe care o explicăm prin trecerea electronilor din zona normală, peste zona interzisă, în zona nivelelor energetice de conductivitate. Prin urmare putem considera că prin energia termică primită atomii din rețeaua cristalină cedează „gazului electronic" cei patru electroni de valență care devin electroni liberi purtători ai curentului electric.

Dependența conductivității semiconductorilor obișnuiți de temperatură este dată de relația [8, 9] :

$$\sigma = A\, e^{-\frac{W}{2kT}}$$

unde :

W este lucrul mecanic de extragere ;
k — constanta Boltzmann ;
T — temperatura absolută ;
A — o constantă ce caracterizează semiconductorul.

La temperatura obișnuită conductivitatea probelor de siliciu și germaniu au dat rezultate cu totul variate.

Această variație a conductivității se datorește impurităților cuprinse de probe.

Vom lua mai întîi ca un exemplu potrivit cazul conductivității electronice la germaniu unde impuritățile sînt atomi de fosfor folosind pentru aceasta o schemă după Raymond Herman [11] (fig. 8, *a*).

Atomul de fosfor produce o defigurație cu cei cinci electroni periferici ai săi care nu pot lua loc în mod armonios în rețeaua cristalină a germaniului. Avem un electron în plus care poate fi cu ușurință detașat pentru a trece în zona de conductivitate și a lua parte la formarea unui curent.

Dar impuritățile pot fi și de altă natură astfel ca în locul unui atom de fosfor să avem un atom de bor a cărui configurație exterioară este formată din trei electroni (fig. 8, *b*). In acest caz echilibrul este rupt cu totul altfel, electronul lipsă va putea fi furnizat cu ajutorul unei slabe cheltuieli de energie din stratul exterior al unui atom de germaniu vecin [11].

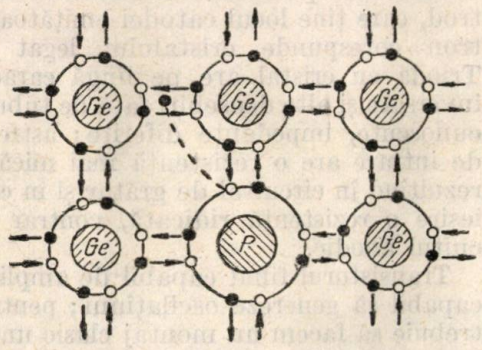
Deplasarea unui electron din configurația unui atom de germaniu lasă „o gaură" (sau un gol) care trebuie completată cu un alt electron din afară ; dacă acest din urmă electron provine tot de la un atom de germaniu el a format prin deplasare, o nouă gaură.

Sub acțiunea unui cîmp electric, care reprezintă energia cheltuită din exterior, aceste mișcări de electroni se vor succeda prin găuri care „se sapă" față de găurile preexistente ; totul se petrece ca și cum găurile se deplasează în sens invers curentului electronic [11], ele se comportă asemenea unor electroni pozitivi.

Schemele din fig. 8 trebuie interpretate în conformitate cu mecanismul cuantic al conductivității după care electronii devin purtători de curent atunci cînd prin energia primită ei pot trece din zona normală în zona de conductivitate.

[4]) conductivitate care poate fi electronică sau prin găuri (goluri).

Conductivitatea prin găuri se poate deosebi experimental de conductivitatea electronică prin *efectul Hall*. Efectul Hall constă în apariția unui cîmp electric transversal într-un conductor parcurs de un curent și care este supus în același timp unui cîmp magnetic. Prin semnul constantei Hall putem cunoaște dacă purtătorii de curent sînt electronii sau găurile.



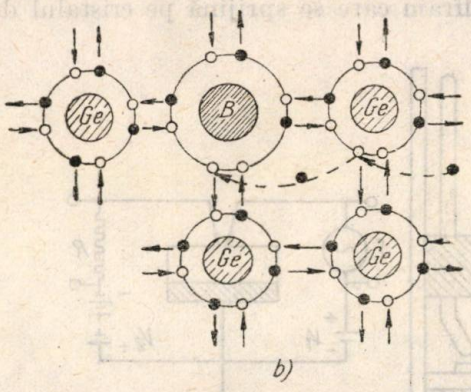


Fig. 8. Forme de conductivitate în germaniu.
a — electronică, produsă de un atom de fosfor; *b* — prin „găuri" produsă de un atom de bor.

In cazul unor semiconductori de tipul siliciului și al germaniului felul impurităților și concentrația lor sînt factori determinanți nu numai pentru categoria dar și pentru mărimea conductivității.

Mecanismul conductivității unui semiconductor ne interesează în contactul dintre un metal și un semiconductor; teoria contactului a fost elaborată aproape în același timp de B. I. Davidov și I. Mott.

Suprafața unui semiconductor cum este cazul germaniului se găsește într-o stare particulară deoarece atomii săi nu se pot asocia către exterior cu alți atomi care și-ar complecta legăturile lor.

Experiența ne arată că putem avea în vecinătatea suprafeței un exces de electroni față de acei normali ai modelului de studiat; acest lucru îl explicăm prin faptul că atomii superficiali care n-au legăturile satisfăcute au tendința de a capta electronii celorlalți atomi din interior, cum ar face-o un atom de bor, creînd găuri.

Cînd punem în contact suprafața semiconductorului cu un metal încărcat pozitiv acesta va permite trecerea unui curent; în cazul încărcării negative prin respingerea electronilor curentul nu va trece.

Comportarea aceasta diferită, de polaritate, a fost aplicată pentru redresare în primele detectoare, diodele cu cristal, cu germaniu sau siliciu.

Contactul prin metale poate face după cum vedem apariția unui curent în stare să reproducă un potențial variabil. Dacă asupra unei bucăți de germaniu vom dispune contacte metalice cu polarizări diferite vom putea într-un caz provoca apariția găurilor și în altul atracția și conducerea curentului format prin circuite de utilizare.

Incercările de acest fel au condus la realizarea transistorului a primei triode cu cristal.

II. Triode cu germaniu

1. **Triode cu cristal cu contacte prin puncte** (Transistorul). Posibilitățile de amplificare ale redresorilor cu cristal au fost studiate de multă vreme. In 1923 O. V. Loseev a întrebuințat un cristal de zincită pentru a realiza cu ajutorul unor contacte metalice polarizate convenabil în oscilatorul său numit cristadină.

Cu toată ingeniozitatea montajului lui Loseev, datorită unor rezultate nesatisfăcătoare, aplicațiile redresorilor cu cristal n-au mai fost continuate pe o scară prea întinsă, decît în timpul din urmă cînd studiul proprietăților semiconductorilor de tip siliciu și germaniu au putut să dea diode folosite ca redresoare în special pentru nevoile radarului.

Realizarea unei diode perfecționate a făcut să se prevadă posibilități și pentru o mai largă aplicare la o triodă de germaniu. Trioda cu cristal de germaniu a fost numită transistor care este o prescurtare dela „transfer rezistor" și înseamnă rezistență de transfer [5]). Inainte de a ajunge la transistor este nimerit să amintim ceva și despre celula redresoare cu germaniu adică despre dioda cu germaniu; ea este formată dintr-un tub cilindric de cca 13 mm la extremitățile căruia se găsesc doi electrozi axiali ce străbat straturi de susținere formate dintr-un material izolant.

In interiorul diodei cei doi electrozi ajung aproape în același loc la un cristal de germaniu impur avînd o grosime de 0,5 mm și un diametru de 3 mm. Unul dintre electrozi este fixat de cristal pe cînd celălalt îl atinge prin intermediul unui fir de contact asemenea vechilor detectori cu galenă.

Avem prin contactul firului de wolfram cu cristalul de germaniu o rezistență de contact variabilă după sensul curentului.

[5]) A. F. Joffe este de părere că termenul transistor este o denumire de reclamă și că ar fi mai potrivit ca fizica să fie eliberată de termenii fără nici-o necesitate. (Analele Romîno-Sovietice, Nr. 3, 1952).

Acesta poate să treacă cu mai multă ușurință de la fir către cristal decît invers, de unde posibilitățile de redresare sau detecție ale diodei cu cristal.

Transistorul se prezintă de asemenea sub forma unui cilindru avînd 15 mm lungime și 5 mm diametru.

In interior doi electrozi sînt continuați prin fire de wolfram care se sprijină pe cristalul de

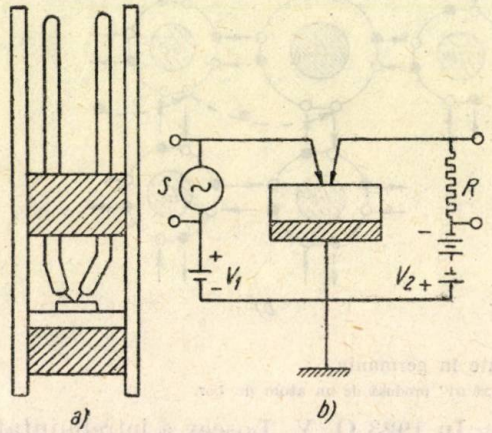


Fig. 9 Transistorul
a — secțiune într-un tub transistor; *b* — schema de principiu.

germaniu la o distanță de circa 0,05 mm unul de altul. Al treilea electrod, pe care este sprijinit cristalul, se fixează prin intermediul unui disc metalic de masa tubului metalic învelitor (fig. 9, *a*). In fig. 9, *b* avem și schema de principiu al unui transistor.

Deosebim două circuite exterioare ale punctelor de contact: unul circuitul semnalului de intrare S care se află pus la un potențial pozitiv V_1 de cca 1 V și altul circuitul rezistenței de utilizare R cuprinsă între 10^4—10^5 ohmi care se găsește la un potențial negativ V_2 de circa 50 V față de masa dispozitivului. Dacă introducem în circuitul de intrare o tensiune alternativă, un semnal, variația tensiunii acestui semnal modifică rezistența stratului de suprafață al cristalului de germaniu și prin aceasta tensiunea curentului ce trece prin circuitul de utilizare.

După cum am arătat mai înainte în apropierea contactului dintre un fir metalic și un cristal de germaniu putem avea un curent de găuri, mai numeroase pentru un curent mai intens, curent pe care îl putem provoca cu o mică cheltuială de energie din afară, V_1.

„Putem să atragem găurile către un al doilea punct de contact polarizat negativ, dacă acest punct este foarte apropiat de punctul de emisiune și dacă polarizarea sa negativă V_2 este suficientă el va atrage majoritatea găurilor" [11].

In cazul transistorului curentul punctului de atracție poate avea aceeași intensitate ca și curentul punctului de emisie, însă rezistența contactului dintre firul metalic și cristal — sau punct cristal — este cu mult mai mare pentru un curent trecînd în sensul cristal-punct și această rezistență permite să intercalăm în circuit rezistența de utilizare R la bornele căreia vom vedea apărînd o tensiune superioară tensiunii primului punct [11].

Din montajul de principiu din fig. 9, observăm deosebirea fundamentală a unei triode cu cristal de acest gen față de triodele obișnuite; electrodul din circuitul de intrare joacă rolul unei grile polarizată pozitiv față de electrodul din circuitul de utilizare care joacă rolul plăcii anodice dar polarizată negativ. Al treilea electrod, care ține locul catodei emițătoare de electron corespunde cristalului legat la masă. Trioda cu cristal are pe lîngă caracteristicele inversate și alte deosebiri față de tuburile triode cunoscute, impedanțe diferite; astfel circuitul de intrare are o rezistență mai mică decît cea rezultînd în circuitul de grătar și în circuitul de ieșire o rezistență ridicată, contrar ca în circuitul anodic.

Transistorul fiind capabil de amplificare este capabil să genereze oscilațiuni; pentru aceasta trebuie să facem un montaj clasic unde o parte din puterea de ieșire este redusă la intrare. Fig. 10 ne arată un oscilator cu transistor.

Consumul redus de energie face ca putința de ieșire a unei triode de acest gen să fie limitată la 25 mW avînd un randament global de 25%. Ori o energie așa de mică cere mai multe triode combinate în diferite montaje. Chiar realizarea unor etaje simetrice „contra timp" nu ar putea aduce prea mult față de nevoile practice. In realizarea aparatelor de radio s-au construit superheterodine cu o preamplificare I. F. de bandă lungă apoi un etaj I. F. acordat, etaj oscilator-amestec, trei etaje M. F., o nouă detecție și patru etaje de amplificare J. F. cu un montaj simetric la sfîrșit. La amestec și detecție s-au întrebuințat diodele cu germaniu, iar

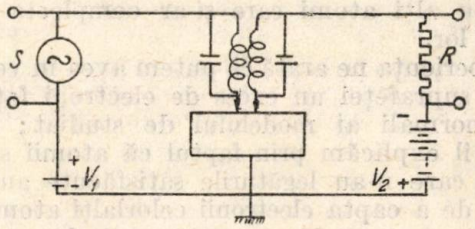


Fig. 10. Oscilator cu transistor.

pentru sursa de curent continuu din rețeaua alternativă redresoarele cu seleniu.

Un asemenea aparat a putut recepționa într-un vorbitor emisiuni mai puternice avînd însă unde de frecvențe sub 10 MHz cu lungimea de undă inferioară de 30 m. Pe lîngă banda restrînsă pentru recepțiile radiofonice, triodele cu cristal tip transistor au un zgomot de fond foarte mare care le face improprii pentru recepționarea semnalelor mai slabe.

2. **Triode fără contacte prin puncte** (Trioda „n-p-n"). Neajunsurile triodelor cu cristal prin puncte, ale transistorilor au făcut ca cercetările asupra înlăturării acestora să fie continuate pe o scară întinsă. In ultimii trei ani experiențele au condus la realizarea unei noi triode cu cristal, trioda „n-p-n" denumită astfel după

tipul de conductivitate creat artificial în cristalele de germaniu.

Trioda cristal „n-p-n" se deosebește fundamental de transistor prin asocierea într-un grup comun a unor cristale de germaniu avînd o *conductivitate electronică n* cu un altul avînd o *conductivitate de găuri p*.

După cum arată schema din fig. 11, la o triodă cu cristal de tipul nou cele trei sectoare de conductivități diferite în contact, creează prin ele însuși elemente redresoare.

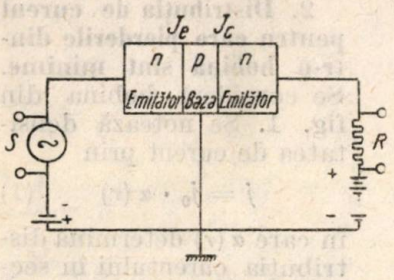


Fig. 11. Trioda „n-p-n" (schemă de principiu).

Primul sector constituie „emițătorul", al doilea „baza" și cel de al treilea de aceeași conductivitate cu primul „colectorul".

Acestea formează împreună cu legăturile lor din exterior cei trei electrozi ale căror funcțiuni sînt analoage cu ale tuburilor triode cunoscute : emițătorul corespunde catodului, baza grătarului, și colectorul anodului. Impărțirea germaniului în sectoare de conductivitate inversă după ordinea n-, p-, n face ca mulțimea purtătorilor de curenți, electroni sau găuri, să fie răspîndită în toată masa sectoarelor și nu numai la suprafață. Electronii din sectorul emițător pot învinge bariera de potențial J_e la suprafața de separație cu baza și pătrund în interiorul acesteia a cărei conductivitate este prin găuri. Pentru un sector al bazei redus în grosime o parte din numărul mare al electronilor proveniți din emițător se recombină cu găurile, iar restul pot învinge bariera de potențial J_c pentru a trece spre colector ; energia din afară a potențialului din circuitul de utilizare și polaritatea acestuia asigură trecerea curentului.

„Și în lămpile triode obișnuite și în triodele cu cristal conducerea electronilor este realizată prin acționarea și influența reciprocă a două feluri de fluxuri electronice. In tuburile triode fluxul electronilor din grătar condiționează emisiunea electronică provenită din catod. In trioda cu cristal fluxul găurilor din bază schimbă diferența potențialelor dintre emițător și bază și conduce fluxul electronilor prin stratul cu găuri" (V. S. Vavilov) [12].

Trioda „n-p-n" mai poate fi folosită ca o triodă avînd catodul pus la pămînt, pentru aceasta emițătorul se pune la pămînt și sursa semnalului de intrare se conectează la bază. Cea mai obișnuită schemă a unei astfel de triode o avem în fig. 12 unde *e* reprezintă emițătorul, *b* baza și *c* colectorul. Putem avea o amplificare pe etaje intermediare care poate ajunge pînă la 50 db. Din punct de vedere al construcției trioda cu cristal „n-p-n" este formată dintr-o placă multicristalină de germaniu avînd o lungime de 5 mm și o secțiune de circa 1 mm² cu trei ramificații fixate solid de suprafețele sectoarelor germaniului care formează electrozii. Sistemul este închis apoi într-un înveliș solid protector dintr-un material izolant.

Calitățile noii triode „n-p-n" sînt net superioare transistorului ; mai întîi avem un zgomot de fond mult mai redus pentru o amplificare cu mult mai mare, apoi un domeniu extins al frecvențelor de lucru pînă la 1 MHz ceea ce corespunde la 300 m lungime de undă.

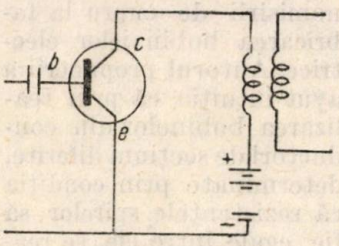


Fig. 12

Consumul redus, eficacitate mare, lipsa efectului microfonic sînt calități pline de speranță pentru tehnica electronică și în special pentru aplicațiile radiofoniei care de ani luptă pentru crearea unor aparate portabile avînd dimensiuni reduse și un consum cît mai mic.

Pentru amplificatorii telefonici la microtelefoane, în radar ca și în modulația din televiziune, întrebuințarea noii triode poate fi aplicată cu succes. Triodele cu germaniu ale căror proprietăți de fotoconductivitate pentru radiațiile vizibile și din infraroșu au început să fie cunoscute pot servi în dispozitive fotoconductive, fotovoltaice și în diferite aparate de declanșare și de automatizare. Triodele cu cristal cu baza de germaniu reprezintă o descoperire electronică de cea mai mare importanță, capabilă de numeroase și variate aplicații, în stare să schimbe o parte din tehnica cunoscută și aplicată pînă acum.

Bibliografie

(1) *Joffe F. A.* : Problemele noastre în domeniul semiconductorilor. Izvestia Academia Nauk SSSR vol. 1. 1952.
(2) *Joffe F. A.* : Semiconducteurs électroniques. Actualités Scientifiques et Industrielles. Paris, 1935.
(3) *Joffe F. A.* : Probleme nerezolvate în semiconductori. Analele Romîno-Sovietice Nr. 3, 1952.
(4) *Lascarev E. V.* : Forțe electromotoare în semiconductori. Izvestia Academii Nauk SSSR, Nr. 1, 1952.
(5) *Lascarev E. V.* : *Semiconductorii*. Tehnica-Molodegi, Nr. 1, 1950.
(6) *Luchianov I. S.* : Fotoelementele. Institutul Romîno-Sovietic.
(7) *Mott F. I.* : Semiconductors and rectifiers. The proceeding of the Institution of Electrical Engineers vol. 96, 1949.
(8) *Bollacs I. B.* : Proprietățile electrice ale siliciului. Din Jurnalul Tehniceskoi Fiziki vol. XX, 950. Institutul Romîno-Sovietic.
(9) *Frenkel I. I.* : Introducere în teoria metalelor. Editura Tehnică, 1953.
(10) *Adam Michel* : Une découverte électronique capitale : Le Transistor. La Nature, Nr. 3164, 1948.
(11) *Raymond Herman* : Le transistor va concurrencer les tubes de radio. Science et vie. Nr. 378, 1949.
(12) *Vavilov S. V.* : Triode semiconductoare fără contacte prin puncte. Uspehii Fiziceskih Nauk, Nr. 1, 1952.

ARHIVA
J.525/55

ASUPRA „BOBINEI NATURALE"

Ing. M. POPOV

Se studiază bobinele a căror densitate de curent variază cu raza, în particular așa numita „bobină naturală" imaginată de ing. Hoppe Egon. Se arată că „bobina naturală" în cazul unui volum al bobinajului și al unui număr de amperspire date, conduce la pierderi minime. Se examinează și cazul realizării bobinei din m bobinaje cu m densități de curent distincte, stabilindu-se modul în care trebuie construite bobinajele pentru a obține pierderi minime. Rezultatele sînt sintetizate într-o diagramă care arată în fiecare caz în parte, măsura în care pot fi reduse pierderile.

1. Introducere. Tovarășul Ing. Hoppe Egon a propus în ultimul timp o inovație în vederea economisirii de cupru la fabricarea bobinajelor electrice. Autorul propunerii a avut intuiția că prin realizarea bobinelor din conductori de secțiuni diferite, determinate prin condiția că rezistențele spirelor să fie egale între ele, se realizează o economie de cupru, în cazul unor pierderi date și a unui număr de amperspire dat. Aceste bobine au fost denumite bobine naturale. Originalitatea propunerii neobișnuite la prima vedere și nesusținerea ei printr-un instrument matematic adecvat, pe de altă parte certitudinea rezultatelor practice obținute și importanța lor în realizarea de economii, impun necesitatea îndepărtării lacunelor teoretice care mai există încă în această privință.

Pe această linie tov. Dr. Ing. A. Avramescu a prezentat recent o comunicare la Academia R.P.R. sub titlul „Incălzirea unor bobine cilindrice speciale", în care face un studiu comparativ din punct de vedere al încălzirii bobinei propuse de tov. Ing. Hoppe și al bobinei obișnuite. In comunicarea citată, tov. Dr. Ing. Avramescu arată că la volume egale și pierderi egale temperaturile maxime în cazul încălzirii staționare a bobinei naturale și a bobinei obișnuite sînt egale, cu singura diferență că la bobina naturală stratul cu temperatura maximă este mai apropiat de miez. In acest fel s-a stabilit că din punctul de vedere al încălzirii bobina naturală nu se prezintă mai defavorabil decît bobina obișnuită. Pentru stabilirea categorică a superiorității bobinei naturale rămîne de demonstrat că la pierderi și volume egale (deci temperaturi maxime egale) bobina naturală posedă un număr de amperspire mai mare decît bobina obișnuită. Este evident că pentru aceasta este suficient să se demonstreze că la volume și amperspire egale bobina naturală posedă pierderi mai mici decît bobina obișnuită și deci pe baza studiului tov. Dr. Avramescu, temperaturi maxime mai mici.

In prezentul articol se studiază care este distribuția de curent care conduce la pierderi minime în cazul unui volum de bobinaj și al numărului de amperspire egale. Se ajunge la concluzia că această distribuție este tocmai aceea care are loc în cazul bobinei naturale. In articol se studiază totodată și cazul realizării bobinei din bobinaje suprapuse cu conductori de diametre diferite, stabilind raportul în care se reduc pierderile față de bobina obișnuită.

2. Distribuția de curent pentru care pierderile dintr-o bobină sînt minime. Se consideră bobina din fig. 1. Se notează densitatea de curent prin

$$j = j_0 \cdot \alpha(r) \qquad (1)$$

în care $\alpha(r)$ determină distribuția curentului în secțiunea înfășurării.

Rezistența unui cilindru elementar este :

$$R_{el} = \rho \frac{2\pi r}{l\,\Delta r}. \qquad (2)$$

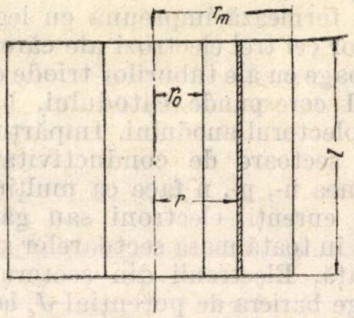


Fig. 1

Pierderile elementare sînt deci :

$$\Delta P_{el} = I_{el}^2 R_{el} = 2\, j_0^2\, \pi l \rho\, \alpha^2(r) \cdot \Delta r \cdot r \qquad (3)$$

Trecînd la diferențiale și integrînd se obțin pierderile totale :

$$P_t = 2\pi l \rho\, j_0^2 \int_{r_0}^{r_m} \alpha^2(r) \cdot r \cdot \mathrm{d}r \qquad (4)$$

Curentul total care circulă prin bobină este :

$$I_t = \int j l\, \mathrm{d}r = j_0 l \int_{r_0}^{r_m} \alpha(r)\, \mathrm{d}r \qquad (5)$$

Acest curent total este același lucru ca amperspirele bobinei.

Se pune problema : care este funcția optimă $\alpha(r)$ astfel încît la I_t constant P_t să fie minim ?

Pentru aceasta se consideră inegalitatea Buniacovski-Schwartz.

$$\int f(r)\, \mathrm{d}r \cdot \int g^2(r)\, \mathrm{d}r - \left[\int f(r) \cdot g(r) \mathrm{d}r\right]^2 \geqslant 0 \qquad (6)$$

în care se pune :

$$f^2(r) = \alpha^2(r)\, r \qquad (7)$$

$$g^2(r) = \frac{r_0^2}{r} \qquad (8)$$

unde r_0 este o constantă arbitrară de dimensiunea unei lungimi. Cu aceasta inegalitatea (6) dă imediat :

$$\int_{r_0}^{r_m} \alpha^2(r) \cdot r \cdot dr \geqslant \frac{\left(\int_{r_0}^{r_m} \alpha\ (r)\ dr\right)^2}{\int_{r_0}^{r_m} \frac{dr}{r}} \qquad (9)$$

ținînd seama de (4) și (5) inegalitatea (9) devine :

$$P_t \geqslant \frac{I_t^2}{\frac{l}{2\pi\rho}\int_{r_0}^{r_m} \frac{dr}{r}} \qquad (10)$$

Inegalitatea devine egalitate pentru $f(r) = g(r)$, ceea ce conduce, ținînd seama de relațiile (7) și (8) la :

$$\alpha\ (r) = \frac{r_0}{r} \qquad (11)$$

Din cele de mai sus rezultă următoarea concluzie fundamentală : *In cazul unui curent total constant care circulă printr-o bobină de volum dat pierderile minime au loc cînd densitatea de curent dintr-un cilindru elementar oarecare este invers proporțională cu raza cilindrului.* Orice altă distribuție a densității de curent, prin urmare și distribuția uniformă obișnuită, conduce la pierderi mai mari.

Este interesant de observat că distribuția de curent care conduce la pierderi minime este identică cu distribuția care se stabilește în mod natural în cazul unui cilindru omogen de dimensiunile bobinei cînd se aplică pe un plan radial o forță electromotoare constantă. Această observație îndreptățește denumirea de bobină naturală. Din punct de vedere constructiv distribuția de curent necesară pentru bobina naturală se realizează efectuînd bobinarea cu conductori de diametre diferite, cu condiția ca secțiunea să fie totdeauna proporțională cu raza spirei.

3. **Măsura în care pierderile din bobina naturală sînt mai mici decît pierderile din bobina obișnuită.** Bobina obișnuită se caracterizează prin $\alpha_0 = k = \text{const}$ iar bobina naturală, după cum s-a arătat la punctul 2 prin $\alpha_n = \frac{r_0}{r}$.

Conform formulei (5), curentul total prin bobina obișnuită este

$$(I_t) = j_0 l \int_{r_0}^{r_m} k\ dr = j_0 l k (r_m - r_0) \qquad (12)$$

iar curentul total prin bobina naturală :

$$(I_t)_n = j_0 l \int_{r_0}^{r_m} \frac{r_0}{r}\ dr = j_0\ l\ r_0 \ln \frac{r_m}{r_0}. \qquad (13)$$

Condițiile în care se face comparația sînt : volume egale și amperspire (curenți totali) egale. Prin urmare :

$$(I_t)_0 = (I_t)_n$$

Din această condiție se deduce $k = \frac{r_0 \ln \frac{r_m}{r_0}}{r_m - r_0}$ (14)

Aplicînd formula (4) se găsește că raportul pierderilor este :

$$\frac{(P)_0}{(P_t)_n} = \frac{\int_{r_0}^{r_m} k^2 r\ dr}{\int_{r_0}^{r_m} \left(\frac{r_0}{r}\right)^2 r\ dr} = \frac{k^2\left(r_m^2 - r_0^2\right)}{2 r_0^2 \ln \frac{r_m}{r_0}} \qquad (15)$$

Introducînd valoarea lui k dată de (14) se găsește :

$$\frac{(P_t)_0}{(P_t)_n} = \frac{1}{2} \frac{\left(r_m^2 - r_0^2\right) \ln \frac{r_m}{r_0}}{(r_m - r_0)^2} = \frac{1}{2} \frac{r_m + r_0}{r_m - r_0} \ln \frac{r_m}{r_0} \qquad (16)$$

Formula (16) se mai poate scrie și altfel folosind dezvoltarea în serie :

$$\ln x = 2\left[\frac{x-1}{x+1} + \frac{1}{3}\left(\frac{x-1}{x+1}\right)^3 + \frac{1}{5}\left(\frac{x-1}{x+1}\right)^5 + \dots\right] \qquad (17)$$

Punînd $x = \frac{r_m}{r_0}$ și înlocuind în (16) se găsește :

$$\frac{(P_t)_0}{(P_t)_n} = 1 + \frac{1}{3}\left(\frac{r_m - r_0}{r_m + r_0}\right)^2 + \frac{1}{5}\left(\frac{r_m - r_0}{r_m + r_0}\right)^4 + \dots + \frac{1}{2n+1}\left(\frac{r_m - r_0}{r_m + r_0}\right)^{2n} \qquad (18)$$

Formula (18) se reduce la primii termeni cînd $\frac{r_m}{r_0}$ este apropiat de 1. Cînd $\frac{r_m}{r_0}$ este mare, este mai comodă formula (16).

4. **Distribuția optimă în cazul realizării bobinei din bobinaje uniforme suprapuse.** Distribuția ideală $\alpha = \frac{r_0}{r}$ nu se poate realiza în practică decît aproximativ, prin construirea bobinei dintr-un număr m de bobinaje suprapuse. Fie $r_0, r_1 \dots r_m$ razele care corespund suprafețelor

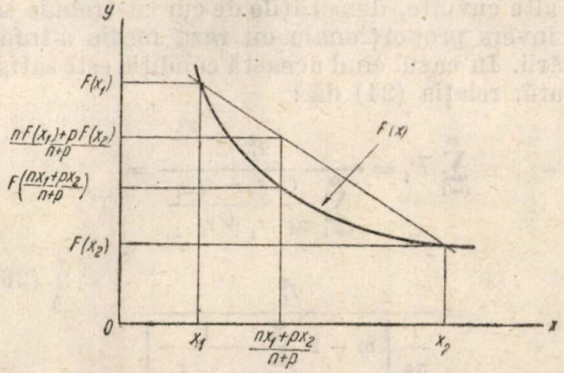


Fig. 2

de separație între bobinaje și $\alpha_1, \alpha_2 \ldots \alpha_m$ densitățile relative în aceste bobinaje. Pierderile într-un bobinaj i sînt (conform formulei 4)

$$P_i = 2\pi l \rho j_0^2 \alpha_i^2 \frac{r_i^2 - r_{i-1}^2}{2}. \quad (19)$$

Curentul în înfășurare este (conform formulei 5)

$$I_i = j_0 l \alpha_i (r_i - r_{i-1}). \quad (20)$$

4.1. Se aplică acum identitatea lui Lagrange:

$$(\sum a_i^2)(\sum b_i^2) - (\sum a_i b_i)^2 = \sum (a_i b_j - a_j b_i)^2 \quad (21)$$

în care se ia $a_i^2 = P_i$ (formula 19) și (22)

$$b_i = \frac{I_i}{\sqrt{P_i}} = \frac{\sqrt{l}\sqrt{r_i - r_{i-1}}}{\sqrt{\pi\rho}\sqrt{r_i + r_{i-1}}} \quad (23)$$

Cu aceste notații din relația (21) se deduce:

$$\sum P = \frac{I_t^2 + \sum (a_i b_j - a_j b_i)^2}{\sum \frac{l}{\pi\rho} \frac{r_i - r_{i-1}}{r_i + r_{i-1}}}. \quad (24)$$

De aici se vede că pentru ca pierderile să fie minime în cazul cînd I_t este constant, iar r_i sînt dați, este necesar ca $\frac{a_i}{a_j} = \frac{b_i}{b_j}$ sau ținînd seama de (22) și (23)

$$\frac{\alpha_i}{\alpha_j} \cdot \frac{\sqrt{r_i^2 - r_{i-1}^2}}{\sqrt{r_j^2 - r_{j-1}^2}} = \frac{\sqrt{r_i - r_{i-1}}}{\sqrt{r_i + r_{i-1}}} \cdot \frac{\sqrt{r_j - r_{j-1}}}{\sqrt{r_j - r_{j-1}}} \quad (24a)$$

sau

$$\frac{\alpha_i}{\alpha_j} = \frac{r_j + r_{j-1}}{r_i + r_{i-1}} = \frac{\frac{r_j + r_{j-1}}{2}}{\frac{r_i + r_{i-1}}{2}} \quad (25)$$

Cu alte cuvinte, densitățile de curent trebuie să fie invers proporționale cu raza medie a înfășurării. In cazul cînd această condiție este satisfăcută, relația (24) dă:

$$\sum_{i=1}^{m} P_i = \frac{I_t^2}{\sum_{i=1}^{m} \frac{l}{\pi\rho} \frac{r_i - r_{i-1}}{r_i + r_{i-1}}} = \frac{I_t^2}{\frac{l}{\pi\rho}\left[m - 2\sum_{i=1}^{m} \frac{1}{1 + \frac{r_i}{r_{i-1}}}\right]}. \quad (26)$$

4.2. A doua problemă care se pune este: cum trebuie alese razele r_i pentru ca suma pierderilor dată de relația (24) să fie minimă. Considerînd formula (26) se vede că pentru aceasta este necesar ca suma $\sum_{i=1}^{m} \frac{1}{1 + \frac{r_i}{r_{i-1}}}$ să fie minimă. (26a)

In anexă se demonstrează însă inegalitatea:

$$\sum_{i=1}^{m} \frac{1}{1 + \frac{r_i}{r_{i-1}}} \geqslant m \frac{1}{1 + \sqrt[m]{\prod_{i=1}^{m} \frac{r_i}{r_{i-1}}}} = m \frac{1}{1 + \sqrt[m]{\frac{r_m}{r_0}}}. \quad (27)$$

In consecință, revenind la relația (26), se poate scrie inegalitatea:

$$\sum P_i \geqslant \frac{I_t^2}{\frac{ml}{\pi\rho}\left[1 - \frac{2}{1 + \sqrt[m]{\frac{r_m}{r_0}}}\right]} \quad (28)$$

Semnul egal are loc, după cum se verifică ușor, cînd $\frac{r_i}{r_{i+1}} = q$ pentru oricare i.

In consecință, pentru a avea pierderi minime razele r_i trebuie alese în progresie geometrică. Față de pierderile din cazul bobinei naturale, (date de formula (10) în care se ia semnul egal), pierderile în cazul realizării bobinei din bobinaje suprapuse (formula 28) sînt mai mari, raportul lor fiind:

$$\frac{\sum P_i}{(P_t)_n} = \frac{\ln \frac{r_m}{r_0}}{2m\left(1 - \frac{2}{1 + \sqrt[m]{\frac{r_m}{r_0}}}\right)} > 1. \quad (29)$$

Ținînd seama și de formula (16) se găsește raportul pierderilor față de bobina obișnuită:

$$\frac{\sum P_i}{(P_t)_0} = \frac{\frac{r_m - r_0}{r_m + r_0}}{m\left(1 - \frac{2}{1 + \sqrt[m]{\frac{r_m}{r_0}}}\right)} = \frac{1 - \frac{2}{1 + \frac{r_m}{r_0}}}{m\left(1 - \frac{2}{1 + \sqrt[m]{\frac{r_m}{r_0}}}\right)} \quad (30)$$

5. **Discuția rezultatelor.** Din punctul de vedere al rezultatelor practice cea mai importantă formulă dintre cele stabilite mai sus, este formula (29), reprezentînd raportul între pierderile dintr-o bobină construită din m bobinaje suprapuse (conform regulilor de pierderi minime

expuse în lucrare) şi pierderile din bobina naturală. Ţinînd seama de faptul că

$$\ln \frac{r_m}{r_0} = m \ln \sqrt[m]{\frac{r_m}{r_0}} \qquad (30a)$$

formula (29) se poate pune sub forma :

$$\frac{\Sigma P_i}{(P_i)_n} = \frac{1}{2} \frac{\sqrt[m]{r_m} + \sqrt[m]{r_0}}{\sqrt[m]{r_m} - \sqrt[m]{r_0}} \ln \frac{\sqrt[m]{r_m}}{\sqrt[m]{r_0}}. \qquad (31)$$

Formula (31) cuprinde ca un caz particular şi formula (16) care se referă la bobina obişnuită (cu o singură densitate de curent). In adevăr, este suficient să se facă în formula (31), $m = 1$ pentru a regăsi formula (16). Discuţia formulei (31) va permite, prin urmare, să se stăpînească problema în toată generalitatea ei.

In figura 3 este reprezentată diagrama raportului $\frac{\Sigma P_i}{(P)_n}$ în funcţie de $\frac{r_m}{r_0}$ pentru diferite valori ale lui m.

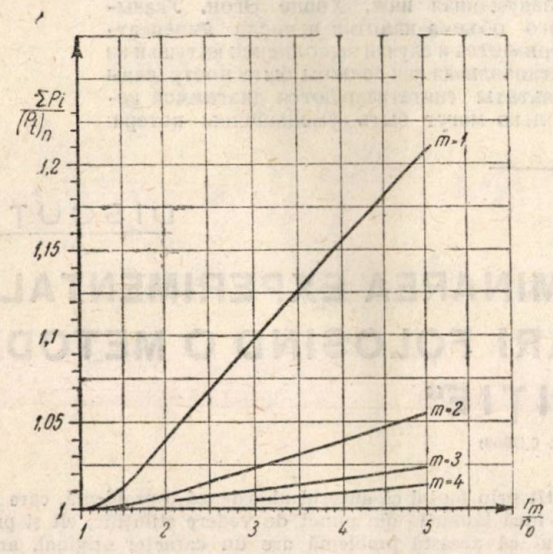


Fig. 3

Din diagramă rezultă că în domeniul obişnuit de variaţie al valorilor lui $\frac{r_m}{r_0}$ raportul $\frac{\Sigma P_i}{(P_i)_n}$ variază aproape proporţional cu $\frac{r_m}{r_0}$ şi aproape invers proporţional cu m^2. Pe baza diagramei se pot extrage cîteva valori care permit să se aprecieze domeniul în care este raţional să se utilizeze bobina naturală.

Astfel se vede că numai la raporturi $\frac{r_m}{r_0}$ destul de mari este raţional să se folosească bobina naturală. Pentru a obţine o reducere a pierderilor cu 5% prin folosirea bobinei naturale trebuie ca raportul $\frac{r_m}{r_0}$ să fie cel puţin egal cu 2,3.

Pe de altă parte se vede că cea mai substanţială reducere a pierderilor se obţine cînd se trece de la $m = 1$ (bobina obişnuită) la $m = 2$ (bobina compusă din două bobinaje) şi că prin urmare, nu este raţional să se folosească mai mult de 2—3 bobinaje. De exemplu, o îmbunătăţire de 5% cu $m = 2$ se obţine la $\frac{r_m}{r_0} = 2{,}4$; trecînd la $m = 3$ se obţine o reducere suplimentară de numai 0,75%.

Examinarea diagramei din figura 3 va arăta în fiecare caz în parte, care este soluţia cea mai indicată.

6. **Concluzii.** Pe baza lucrării citate a tov. Dr. A. Avramescu, precum şi pe baza dezvoltărilor din prezentul articol, se pot trage următoarele concluzii generale :

1. In cazul unor bobine de volum dat şi cu un număr egal de amperspire temperatura maximă din bobină variază cu distribuţia curentului atingînd o valoare minimă în cazul „bobinei naturale" (cînd secţiunea sîrmei cu care se bobinează variază proporţional cu raza spirei). Faţă de bobina obişnuită temperatura maximă scade în raportul dat de formula (16).

In consecinţă, pentru a obţine aceeaşi temperatură maximă în cazul bobinei naturale ca şi în cazul bobinei obişnuite, se poate mări numărul de amperspire păstrînd volumul sau se poate păstra acelaşi număr de amperspire reducînd volumul (deci greutatea de cupru).

2. In cazul realizării aproximative a bobinei naturale dintr-un număr m de bobinaje uniforme suprapuse se obţine temperatura minimă în cazul cînd razele suprafeţelor de separaţie între bobinaje sînt în progresie geometrică iar sîrma de bobinat are în fiecare bobinaj o secţiune proporţională cu raza medie a bobinajului.

Raportul în care se reduce temperatura faţă de bobina obişnuită este dat de formula (30).

In încheiere menţionăm că avantajul bobinei naturale asupra bobinei obişnuite a fost verificat experimental de către tov. Ing. Hoppe Egon în cazul electromagneţilor alimentaţi în curent continuu. Avantajul se păstrează şi în cazul bobinelor alimentate cu frecvenţa industrială. Bine înţeles că bobinele alimentate în înaltă frecvenţă ies din cadrul acestui studiu.

Anexa

A. Se consideră inegalitatea :

$$\frac{\sum_{i=1}^{m} F(x_i)}{m} > F\left(\frac{\sum_{i=1}^{m} x_i}{m}\right) \qquad (32)$$

în care $F(x)$ este o funcţiune continuă oarecare de x. Se poate demonstra că inegalitatea (32) este satisfăcută în cazul cînd $F''(x) > 0$ pentru orice x cuprins între cea mai mică şi cea mai mare dintre valorile x_i. In adevăr, $F''(x) > 0$ echivalează cu a spune că curba $y = F(x)$ are concavitatea către y pozitiv. In acest caz însă există inegalitatea evidentă (fig. 2).

$$\frac{n F(x_1) + p F(x_2)}{n + p} > F\left(\frac{n x_1 + p x_2}{n + p}\right). \qquad (33)$$

Pornind de la relaţia (33) se poate demonstra (32) prin inducţie completă. Pentru aceasta se observă că punînd $n = p = 1$ în relaţia (33) se obţine că inegalitatea (32) este valabilă pentru $m = 2$. Presupunînd acum că inegalitatea (32) este adevărată pentru un m oarecare se poate arăta, pe baza inegalităţii (33) că (32) este adevărată şi pentru $m + 1$.

Demonstrarea se obţine scriind succesiv:

$$\frac{\sum_{i=1}^{m+1} F(x_i)}{m+1} = \frac{m\dfrac{\sum_{i=1}^{m} F(x_i)}{m} + F(x_{i+1})}{m+1} >$$

$$> \frac{mF\left(\dfrac{\sum_{i=1}^{m} x_i}{m}\right) + F(x_{i+1})}{m+1} > E\left(\frac{m\dfrac{\sum_{i=1}^{m} x_i}{m} + x_{i+1}}{m+1}\right) =$$

$$= F\left(\frac{\sum_{i=1}^{m+1} x_i}{m+1}\right). \qquad (33_2)$$

În mod analog se demonstrează că dacă $F''(x) < 0$ are loc inegalitatea contrară inegalităţii (32).

B. Efectuînd asupra inegalităţii (27) din text transformarea

$$\frac{r_i}{r_{i-1}} = e^{x_i} \qquad (34)$$

această inegalitate devine de tipul 32 cu

$$F(x) = \frac{1}{1+e^x} \qquad (35)$$

Conform concluziilor de la punctul A din Anexă inegalitatea considerată este adevărată dacă

$$F''(x) = \frac{e^x(e^x-1)}{(1+e^x)^3} > 0. \qquad (36)$$

Inegalitatea (36) este însă în adevăr satisfăcută în tot domeniul de variaţie al mărimilor x_i deoarece din formula (34), ţinînd seama că $r_i > r_{i-1}$ rezultă că $e^{x_i} > 1$.

★

ЗА „НАТУРАЛЬНУЮ КАТУШКУ"

Резюме

Рассматриваются катушки плотность тока которых варинрует с радиусом, в частности так называемая „натуральная катушка" задуманная инж. Хоппе Эгон. Указывается что „натуральная катушка" в случае данного объема намотки и числа ампервитков, получается с минимальными потермии. Рассматривается и случай выполнения катушки из m обмоток с m раздельными плотностями тока, устанавливая как должны быть построенны обмотки для получения минимальных потерь. Результаты синтетизируются диаграммой которая показывает в каждом частном случае, насколько могут быть уменьшенны потери.

DISCUŢII

ASUPRA ARTICOLULUI „DETERMINAREA EXPERIMENTALĂ A INDUCTANŢELOR DE SCĂPĂRI FOLOSIND O METODĂ DE OPOZIŢIE"

ELECTROTEHNICA Nr. 6 (1953)

Una din problemele importante, asupra căreia, ştiinţa nu şi-a spus ultimul cuvînt este repartiţia inductanţei globale de scăpări a unui transformator, asupra celor două înfăşurări componente. In revista Electricitatea nr. 7 (1952) în articolul „Mersul în paralel şi încercarea de opoziţie a transformatorilor" s-a arătat (pag. 3 coloana din stînga) că este de dorit pentru stadiul actual al tehnicii ca această problemă să fie lămurită.

Printre cele mai remarcabile studii în această chestiune trebuie menţionate cele ale lui Rogowski [3, 4], precum şi ale academicianului prof I. S. Gheorghiu [1, 2].

In articolul „Mersul în paralel şi încercarea de opoziţie a transformatorilor" s-a arătat un caz cînd este util să se cunoască valoarea separată a impedanţelor Z_1 şi Z_2. S-a arătat de asemenea că necunoaşterea exactă a acestor valori poate provoca la transformatorii obişnuiţi o eroare de 1—3% în calcularea repartiţiei sarcinii, ceeace este neglijabil.

Ecuaţiile de funcţionare ale unui transformator conţin şi ele valorile separate ale impedanţelor Z_1 şi Z_2. Este ştiut că şi aci cunoaşterea exactă a acestor valori este de mică importanţă pentru determinarea aproape a tuturor parametrilor transformatorului.

Totuşi sînt cazuri cînd cunoaşterea mai exact a impedanţelor Z_1 şi Z_2 nu mai poate fi neglijată [1]. Astfel este cazul unor transformatori speciali. De asemenea determinarea pierderilor suplimentare în cuprul înfăşurărilor se face pe baza unor ipoteze de repartiţie a fluxului de scăpări, care, aşa cum s-a arătat, sînt în general neverificate.

S-au menţionat cele de mai sus deoarece în articolul tov. ing. C. Şora publicat în numărul 6 al revistei Electrotehnica nu este arătat pentru care motiv este bine să se cunoască în mod separat valoarea impedanţelor Z_1 şi Z_2.

Atît prin faptul că autorul abordează o problemă, care nu este încă lămurită din punct de vedere ştiinţific, cît şi prin faptul că această problemă are un caracter original, articolul tov. ing. C Şora este o lucrare de valoare. Mai trebuie arătat aci că autorul a făcut şi o serie de experienţe, pentru a verifica practic rezultatele deduse teoretic, ceea ce este cu atît mai remarcabil cu cît asemenea verificări sînt în număr insuficient în lucrările expuse în articolele din revistele noastre.

Tocmai din acest motiv este folositor să se arate aci cîteva lipsuri ale lucrării tov. ing. Şora publicat în revista Electrotehnica nr. 6 (1953). O parte din aceste lipsuri apar chiar la o primă examinare a articolului tov. ing. Şora.

1. Astfel pentru cazul cînd se doreşte a se determina impedanţele Z_1 şi Z_2 ale unui transformator al cărui raport de transformare este diferit de 1, autorul recomandă printre altele alimentarea separată a înfăşurărilor transformatorului printr-un regulator de inducţie. Cu toate că asupra acestei metode se vorbeşte suficient de mult în articol, nu rezultă cum se poate obţine un defazaj de 180°, lucru care aşa cum însuşi autorul susţine este indispensabil pentru aplicarea metodei expuse. Dacă se mai ţine seama şi de faptul că aproape la totalitatea transformatorilor obişnuiţi, înfăşurarea primară este foarte diferită de cea secundară, în sensul că una este pentru tensiune joasă 200—500 V iar cealaltă pentru o tensiune înaltă 5000—35000 V, propunerea autorului de a folosi un regulator de inducţie trebuia să fie mai clară, eventual scurtînd expunerea, care nu are nici o aplicaţie.

2. In acelaşi sens autorul mai arată la pag. 20 şi 21 două montaje în curent alternativ monofazat, pe care le propune cu titlul informativ pentru obţinerea unui montaj în antagonism.

Cu toată această necesitate, clar exprimată de autor, acesta în descrierea acestor montaje arată că se obține defazaje de aproape $120° \pm 60°$ și aproximativ $\pm 90°$. Era mult mai util pentru practicianul care intenționează să aplice experimental teoria desvoltată în articol, să se descrie un montaj prin care să se obțină un defazaj de 180°, eventual scurtînd din descrierea unor montaje, care nu pot fi folosite în sensul dorit de autor.

3. Trecînd acum la felul cum s-a făcut verificarea experimentală a teoriei dezvoltate în articol, se remarcă iarăși

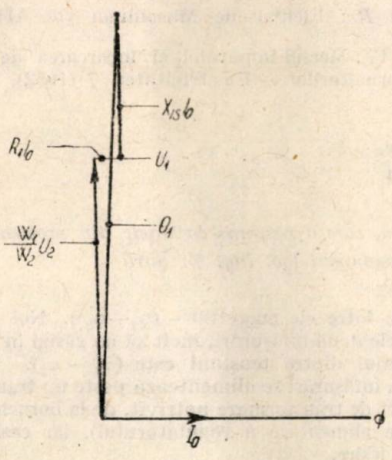


Fig. 1

o nepotrivire. La pag. 19 stînga se arată că determinarea separată a impedanțelor se poate face și printr-o măsurătoare de mers în gol. Autorul afirmă foarte just că prin această metodă „putem determina separat cele două reactanțe de scăpări, însă ea prezintă dezavantajul că reactanțele de scăpări, rezultă din diferența a două tensiuni aproape de același mărime ceea ce face ca măsurătoarea să fie extrem de delicată.

De asemenea se pot produce erori și din cauza curentului de magnetizare nesinusoidal".

Cu toate cele afirmate se verifică metoda expusă chiar prin procedeul acesta pasibil de erori. Era bine ca să se fi dat explicații suplimentare pentru această situație contradictorie.

4. Trecînd acum la verificarea experimentală, care s-a făcut și s-a arătat în articol, se constată că această verificare s-a făcut cu un fel de transformator monofazat aproape fără fier. Tuburile de forță se închid în totalitate prin aer. Din acest motiv scăpările de flux raportate la fluxul comun sînt considerabile, ceea ce la un transformator obișnuit nu se întîmplă niciodată. În afară de aceasta, din descrierea făcută de autor și din schița prezentată, se constată că din punct de vedere geometric cele două bobine primară și secundară sînt aproape identice. Din această cauză, din motive de simetrie, reactanța de scăpări primară va fi sensibil egală cu cea secundară raportată. Se va avea :

$$X_{1s} = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 X_{2s}.$$

Mulți autori admit pentru motive didactice că această egalitate este valabilă cu aproximație pentru toți transformatorii [5, 6]. Acest lucru nu poate fi în realitate just [3], însă este sigur că în cazul transformatorului de experiență folosit de autor această egalitate trebuie să fie satisfăcută cu o suficientă aproximație. De altfel din măsurătorile făcute expuse în articol acest lucru se verifică în sensul :

$$\frac{0{,}086}{0{,}308} = \frac{1}{3{,}59}$$

$$\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 = \frac{1}{4} \sim \frac{1}{3{,}59}$$

Cele ce s-au spus aci s-au repetat și la experiența descrisă sub cazul II, cînd s-au găsit inductanțele $L_{s1} = 0{,}118$ H și $L_{s2} = 0{,}0131$ H. Se constată și aci că :

$$L_{1s} = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 L_{2s}$$

$$0{,}118 \cong (2{,}88)^2 \times 0{,}0131 .$$

Și acest rezultat poate fi atribuit simetriei geometrice a bobinelor.

Experiențele făcute ar fi prezentat un interes practic mult mai mare dacă cele două bobine ar fi fost cît mai diferite între ele din punct de vedere geometric.

5. În ceea ce privește experiențele menționate de autor sub cazul II cînd se pare că s-a folosit un transformator cu miez magnetic închis nu se arată concret cum s-au verificat valorile găsite prin metoda opoziției, așa cum s-a făcut pentru experiențele arătate sub cazul I. Era necesar să se arate cum au fost făcute verificările deoarece așa cum s-a arătat mai înainte în aceste rînduri, la transformatorii cu miez închis această verificare este iluzorie și pasibilă de mari erori, așa cum se arată chiar în articol.

6. De asemenea este bine a se arăta că reprezentarea fig. 11, *b* nu este cea mai potrivită cu situația unui transformator mergînd în gol. Reprezentarea corectă folosind notațiile din articol, chiar atunci cînd se neglijează pierderile în gol, este cea arătată aci în fig. 1 [5].

Se poate vedea cu ușurință că $R_1 I_0$ se poate neglija, eroarea rezultată fiind sub $1\,°/_{oo}$, astfel încît :

$$X_{1s} = \frac{U_1 - \frac{w_1}{w_2} U_2}{I_0} = \frac{53 - \frac{1}{2}\,52{,}5}{1} = 26{,}75\,\Omega$$

$$L_{s1} = \frac{26{,}75}{314} = 0{,}085 \text{ H (față de } 0{,}0859 \text{ H găsit de autor)}$$

De asemeni :

$$X_{2s} = \frac{99 - 2 \times 26}{0{,}5} = 94\ \Omega$$

$$L_{s2} = \frac{94}{314} = 0{,}2995 \text{ H (față de } 0{,}308 \text{ H găsit de autor)}$$

Același lucru se poate spune și de schema fig. 12, *b* din articol, unde se face o diagramă de funcționare ținînd sema de pierderile în fier.

7. În sfîrșit mai trebuie arătat că autorul afirmă la urmă la pag. 22 și 23 :

„Se poate întîmpla, că datorită unei nesimetrii oarecare, să nu putem realiza în mod riguros alimentarea în opoziție a celor două înfășurări (în care caz milivoltmetrul montat la bornele bobinei suplimentare *B* nu va indica zero).

În astfel de situații, dacă pe miez se pun cîteva spire și se scurtcircuitează, fluxul magnetic util care mai rămîne în urma nesimetriei, poate fi redus aproape în întregime".

Nu putem intra în mai multe amănunte în cadrul prezentelor discuții asupra fenomenului, care se întîmplă la proba de opoziție executată în felul propus. O examinare teoretică și practică a acestora se va face în viitor în cadrul unui articol mai complet. În realitate faptul că nu se poate obține o opoziție riguroasă a celor două înfășurări nu se datorește unei nesimetrii oarecare, ci însăși metodei preconizate.

Trebuia arătat, dacă la încercările sale s-a reușit să se obțină o opoziție riguroasă. De asemeni este ușor de arătat că cele cîteva spire puse în scurtcircuit în scopul de a anula fluxul comun nu îl vor anula. În schimb problema se va complica în mod simțitor, deoarece prin punerea celor cîteva spire ne vom transpune în situația unui transformator cu trei înfășurări ceea ce evident că trebuie neapărat evitat. De asemenea trebuie arătat că scopul este ca fluxul comun să se anuleze prin metoda opoziției și nu cu mijloace artificiale. Alminteri opoziția este o iluzie.

8. Era de dorit să se fi făcut o probă obișnuită de scurtcircuit,

O asemenea probă, care era în fond cea mai simplă posibilă, ar fi determinat impedanța totală Z, care poate fi comparată cu suma impedanțelor parțiale.

Autorul arată foarte just la urmă că ceea ce s-a urmărit, a fost în primul rînd prezentarea metodei experimentale şi evident deci că toată discuţia prezentată aci, în fond asupra unor detalii, nu ar avea rost. Totuşi dacă se ţine seama atît de lucrările oamenilor de ştiinţă menţionaţi în bibliografie cît şi de faptul că ideile prezentate de autor sînt foarte interesante şi aduc un aport nou care trebuie adîncit, socotesc că prezentele discuţii au arătat un drum care mai trebuie cercetat.

Ing. V. Bunea

Bibliografie

[1] *Gheorghiu I. S.*, acad., prof.: Inductanţele parţiale de scăpări în transformatori şi determinarea lor experimentală. R. G. E. din 20 iunie 1936.

[2] *Gheorghiu I. S.*, acad., prof.: Măsurarea reactanţei parţiale de scăpări în gol la transformatorii electrici. Buletin I. E. R. martie 1941.

[3] *Rogowski*: Uber die Streuung des Transformators. ETZ. 1910 pag. 1033, 1069.

[4] *Rogowski*: Uber des Streufeld und den Strenindukzions-Koeffizienten eines Transformators. — Forschungs Arbeit des V D i 1905 Bd 28. Idem Nr. 48 a. c.

[5] *Piotrovschi M. L.*: Maşini electrice Editura Energetică de Stat 1953 pag. 258 şi 287.

[6] *Richter R.*: Elektrische Maschinen vol. III pag. 110.

[7] *Bunea V.*: Mersul în paralel şi încercarea de opoziţie a transformatorilor — Electricitatea 7 (1952), pag. 1—9

DIN PARTEA REDACŢIEI

Observaţiile anterioare au fost trimise tov. ing. C. Şora, care a răspuns la unele din problemele ridicate de tov. ing. V. Bunea. Publicăm mai jos răspunsul tov. ing. C. Şora

In legătură cu observaţiile făcute de tov. ing. Bunea V., asupra articolului subsemnatului, intitulat „Determinarea experimentală a inductanţelor de scăpări, folosind o metodă de opoziţie" şi apărut în revista „ELECTROTEHNICA" nr. 6(1953), îmi permit să răspund următoarele:

1. Alimentarea în opoziţie a celor două înfăşurări ale unui transformator, condiţie necesară pentru determinarea inductanţelor de dispersiune prin metoda indicată, înseamnă tensiuni magnetomotoare egale şi defazate între ele cu 180° (adică $I_1W_1 = -I_2W_2$).

Tensiunile aplicate celor două înfăşurări în caz că alimentarea în opoziţie este stabilită, vor fi defazate faţă de

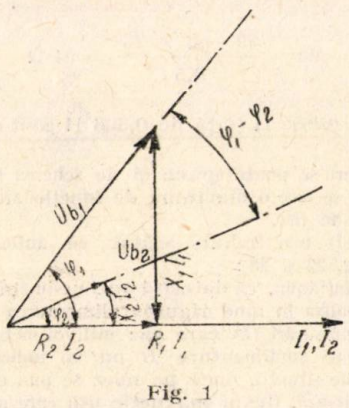


Fig. 1

curenţii respectivi, cu un unghi care depinde de raportul dintre inductivitarea de dispersie şi rezistenţa înfăşurării respective (singurele elemente de circuit care intervin la alimentarea în opoziţie, deoarece fluxul util este zero). In caz că raportul de transformare nu este egal cu unitatea, raportul dintre inductivităţile de dispersie şi rezistenţe fiind diferit pentru cele două înfăşurări şi defazajul dintre tensiunile de alimentare şi curenţii respectivi va fi diferit pentru cele două înfăşurări. Pentru a obţine opoziţia f.m.m. (amperspirelor), nu este necesar ca tensiunile de alimentare ale celor două înfăşurări să fie şi ele în opoziţie, deoarece dacă direcţiile lui I_1 şi I_2 le suprapunem, între cele două tensiuni va exista un unghi $\pm(\varphi_1-\varphi_2)$, care în mod normal poate fi asigurat de un regulator de inducţie.

Este evident că faţă de această situaţie, schimbînd între ele bornele uneia dintre cele două înfăşurări, pentru a obţine opoziţia f.m.m. ar fi necesar ca tensiunile de alimentare să fie defazate între ele cu $[(180°-(\varphi_1-\varphi_2)]$. Noi alimentăm în aşa fel cele două înfăşurări, încît să ne găsim în primul caz cînd defazajul dintre tensiuni este $(\varphi_1-\varphi_2)$.

Una din înfăşurări se alimentează peste un transoformator cu un raport de transformare potrivit, de la bornele de intrare (reţeaua de alimentare a regulatorului), iar cealaltă de la bornele de ieşire.

Alimentarea în opoziţie a înfăşurărilor cu un raport de transformare oarecare se poate face făcînd uz de transformatoare potrivite, care să ridice sau să coboare tensiunea.

2. Verificarea inductivităţilor de dispersie găsite prin alimentarea în opoziţie s-a făcut prin determinarea inductivităţilor proprii şi mutuale şi înlocuirea lor în formulele cunoscute Este adevărat că această măsurătoare este în general dificilă. Ţinînd însă seama de scopul lucrării, de faptul că la mersul în gol căderea ohmică este neglijabilă şi de faptul că instrumentele utilizate au fost de mare precizie, verificarea făcută se poate considera ca satisfăcătoare.

3. S-a arătat că de multe ori este foarte dificil să se obţină în mod distinct tensiunea nulă în bobina montată pe jug (cu scopul de a indica cînd fluxul util este zero şi deci cînd alimentarea în opoziţie a înfăşurărilor este obţinută), situaţie care poate fi interpretată ca urmare a unei nesimetrii. Ţinînd seama de faptul că practic fluxul util în această situaţie este zero, cu excepţia unor linii de cîmp, o spiră pusă pe jug şi scurtcircuitată nu afectează practic modificarea tensiunilor şi curenţilor care străbat cele două înfăşurări şi deci nu se pune în situaţia de a avea un transformator cu trei înfăşurări. Dacă scurtcircuitarea spirei s-ar face într-o situaţie în care sîntem departe de alimentarea în opoziţie, fluxul util fiind mare, într-adevăr spira ar reprezenta pentru înfăşurările principale, un secundar scurtcircuitat. Montarea unei sau mai multor spire de jug şi scurtcircuitarea lor, atunci cînd sîntem practic în opoziţie, trebuie menţionată în deosebi în sensul unei confirmări a alimentării în opoziţie (prin aceea că prin scurtcircuitarea spirelor, practic nu se schimbă curenţii şi tensiunile).

Natural că ne putem lipsi de această improvizaţie în multe cazuri.

Socotesc că discuţia prezentată de tov. ing. Bunea V., pornită din dorinţa de a se lămuri cît mai bine una din principalele probleme de electrotehnică şi anume, determinarea separată a inductivităţilor de dispersiune la circuitele cuplate magnetic, prin ridicarea şi felul în care a fost condusă, constituie un model de analiză a unei publicaţii. Interesul arătat de tov. ing. Bunea V., pentru tema şi articolul menţionat, constituie pentru mine un îndemn în munca de cercetare în această direcţie.

C. Şora

E 2040

KAT

BUCUREȘTI
ОБМЕН - CSERE
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - СМЕНА

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.
ȘI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ȘI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

REFERĂLVA

5-6

EDITURA ENERGETICĂ DE STAT

1954

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL ASOCIAŢIEI ŞTIINŢIFICE A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R. P. R.
ŞI AL MINISTERULUI ENERGIEI ELECTRICE ŞI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

APARE LUNAR SUB INGRIJIREA UNUI COMITET DE REDACŢIE

Anul II • Nr. 5—6 1954

Országos Műszaki Könyvtár BUDAPEST

SUMARUL

Pag.

* * * Industria electrotehnică din ţara noastră aplică cu succes marele ajutor tehnic dat de U.R.S.S. 159

I. S. Antoniu: Calculul operaţional şi aplicaţiile lui în electrotehnică 163

V. Bunea: Maşini electrice cu rotor conic 172

D. Mehedinţi: Perii de cărbune pentru maşini electrice 181

I. Novac: Comportarea motoarelor asincrone trifazate, la trecerea dela 320 V şi 42 Hz la 380 V şi 50 Hz 194

St. Gîrlaşu: Repartizarea puterilor în etajele finale ale unui emiţător modulat pe placă 205

M. Mînjineanu: Metode simplificate de calcul al echilibrorilor pentru circuite amplificate 209

C. Vasiliu: Distorsiuni şi perturbaţii în modulaţia de frecvenţă 215

Discuţii

Edm. Nicolau: Analizorul diferenţial electronic . 223

Schimb de experienţă

E. Bălănescu: Dispozitiv pentru executarea bobinajului echipotenţial la subansamblul rotor al generatorului de 1200 A 225

A. Leimdörfer: Contacte de fontă 225

* * *: Centrarea arborilor cu ajutorul şublerului 226

* * *: Nomogramă pentru aflarea valorilor reactanţelor inductive şi capacitive (înaltă frecvenţă) în radiotehnică 227

Răsfoind presa tehnică 228

Cronica 229

Bibliografie 230

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

* * *: Электропромышленность нашей страны успешно применяет великую техпомощь полученную от СССР 159

И. С. Антониу: Операционное исчисление и его применение в электротехнике 163

В. Буня: Электрические машины с коническим ротором 172

Д. Мехединц: Угольные щетки для электрических машин 181

И. Ньвак: Поведение асинхронных трехфазных двигателей при переходе с 320 в и 42 гц на 380 в и 50 гц 194

Ст. Гырлашу: Распределение мощностей в оконечных каскадах передатчика с анодной модуляцией 205

М. Мынжиняну: Упрощенные методы расчета уравнителей дли усиленных цепей 209

К. Василиу: Искажения и пертурбации при частотной модуляции 215

ДИСКУССИИ

Эдм. Николау: Электронный дифференциальный анализатор 223

ОБМЕН ОПЫТОМ

Е. Баланеску: Приспособление для производства уравнительных обмоток на роторе генератора в 1200 а 225

А. Лаймдорфер: Чугунные контакты 225

* * *: Центрирование осей при помощи штангенциркуля 226

* * *: Определение значений индуктивных и емкостных сопротивлений (в. ч.) в радиотехнике . 227

ПО СТРАНИЦАМ ТЕХНИЧЕСКИХ ЖУРНАЛОВ . 228

ХРОНИКА 229

БИБЛИОГРАФИЯ 230

REDACȚIA: București, str. I. Ghica nr. 3
Raionul Tudor Vladimirescu
Telefon: 3.07.30, 3.57.28

INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ DIN ŢARA NOASTRĂ APLICĂ CU SUCCES MARELE AJUTOR TEHNIC DAT DE U. R. S. S.

Ing. D. NICULESCU

Locţiitor al ministrului Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice

In cei 10 ani scurşi de la eliberarea poporului nostru de sub jugul imperialismului, vechea Romînie, ,,patrie îmbelşugată" a moşierilor şi ,,patrie vitregă" a poporului muncitor, a devenit republică democrat-populară, independentă din punct de vedere economic şi politic. Această schimbare revoluţionară a fost posibilă datorită cuceririi puterii de stat de către clasa muncitoare în alianţă cu ţărănimea muncitoare şi datorită imensului ajutor pe plan politic şi economic al Uniunii Sovietice.

Experienţa construcţiei socialiste a Uniunii Sovietice a constituit şi constituie în mod permanent un îndreptar principial pentru conducerea partidului şi a guvernului nostru. La Conferinţa Naţională a Partidului Comunist Romîn, din octombrie 1945, a fost stabilit un vast program pentru reconstrucţia economiei naţionale, distrusă de război şi de sabotajul capitaliştilor. Ca urmare, în anii puterii populare s-a dezvoltat şi consolidat industria grea, temelia construirii economiei socialiste şi s-a asigurat baza energetică necesară. In raportul asupra planului de electrificare a ţării, făcut la plenara Comitetului Central al P.M.R. din 26 octombrie 1950, tovarăşul Gh. Gheorghiu-Dej a trasat liniile directoare ale politicii noastre energetice. Deosebit de însemnat a fost ajutorul Uniunii Sovietice la elaborarea planului de electrificare precum şi în cursul înfăptuirii sarcinilor acestui plan.

Indeplinirea planului de electrificare era de neconceput fără crearea unei baze proprii industriale pentru producerea maşinilor electrice şi a aparaturii respective. In regimul burghezo-moşieresc această industrie era, practic, inexistentă, fiind redusă doar la cîteva ateliere de montaj, reprezentanţe ale concernelor străine (Standard, Philips, Siemens, A.E.G. etc.) sau exploatate de capitalişti autohtoni. După 23 August 1944, pînă la naţionalizare, capitaliştii, încă proprietari ai fabricilor, au căutat pe toate căile să submineze dezvoltarea economiei naţionale ; nu mai făceau investiţii, lăsau să se degradeze utilajul foloseau creditele în scopuri speculative.

Prin actul revoluţionar al naţionalizării, prin aplicarea sarcinilor de electrificare a ţării s-a dezvoltat industria electrotehnică. S-au înfiinţat fabrici ca ,,Electroputere", ,,Electroizolantul" etc., iar cele existente în 1950 s-au dezvoltat într-un ritm accelerat. Intr-un timp foarte scurt au fost puse în funcţiune fabrici ca : ,,Klement Gottwald", ,,Electroprecizia", ,,Electroaparataj" ,,Electromagnetica", ,,Radiopopular", ,,Electrofar", etc., profilate pe specialităţi. Numai în întreprinderile din Bucureşti, în perioada 1948–1952, volumul mijloacelor de bază a crescut de 3,5 ori faţă de cel existent pînă în anul 1949. Această dezvoltare a fost axată în proporţie de cca 30% pentru construcţii productive, care creau condiţii mai bune sistematizării fluxului tehnologic, iar în proporţie de 50% pentru achiziţii de utilaje din ţară şi import, pentru mărirea capacităţii de producţie şi controlul calităţii. Astfel la întreprinderea ,,Klement Gottwald" în anul 1948 a fost construită prima hală modernă de montaj, iar în anul 1950 a fost dată în folosinţă a doua hală mare necesară atelierului de strungărie. La întreprinderea ,,Electroaparataj" a fost construită o mare hală de prelucrare şi o turnătorie modernă, la ,,Electrocablul" s-au construit hale spaţioase prevăzute cu o bună aerisire. De asemenea, laboratoare moderne de încercări electrotehnice au început să funcţioneze în acest an la ,,Electroaparataj" şi ,,Electroizolantul".

Dezvoltarea rapidă a industriei electrotehnice a fost posibilă numai datorită ajutorului dat de U.R.S.S. ajutor care s-a manifestat prin asistenţa tehnică a specialiştilor sovietici la întocmirea proiectelor tehnice de dezvoltare a întreprinderilor, precum şi prin livrări de utilaj şi agregate complexe. Astăzi întreprinderile electrotehnice au izbutit să-şi stabilească un profil bine determinat, cu flux tehnologic ştiinţific.

Analizînd creşterea producţiei electrotehnice de la naţionalizare pînă azi şi dacă se ia ca an de bază, anul 1950, se constată că producţia globală în preţuri constante a fost în 1948 de 54,4%, iar în 1953 de 353,5%. In 1953, numai fabrica ,,Electroputere" a produs cu 22,5% mai mult decît întreg sectorul electrotehnic în 1949. An cu an, productivitatea muncii a crescut : în 1953 faţă de 1952 s-a obţinut o creştere de 19,6% şi o reducere a preţului de cost cu 13,4%. Deosebit de mare a fost avîntul muncitorilor, inginerilor şi tehnicienilor, antrenaţi în întrecerea socialistă în lupta pentru realizarea planului, pentru economii, raţionalizări şi inovaţii. Multe întreprinderi electrotehnice au realizat sarcina de producţie prevăzută de planul cincinal.

In 1953 numărul inovaţiilor a fost de 2040 şi au dus economii de 5.263.111 lei. In primele 3 trimestre ale acestui an s-au înregistrat 2.053 inovaţii şi economii de 5.455.669 lei.

Aceste succese se datoresc, în primul rînd, minunaţilor muncitori de tip nou, specializaţi în fabricile electrotehnice. În 1948 numărul muncitorilor, calificarea lor şi structura (raportul dintre tehnicieni şi ingineri) era cu totul nesatisfăcător. Prin organizarea şcolilor profesionale, prin organizarea calificării la locul de muncă, prin cursurile de maiştri şi cursurile paralele la şcolile politehnice, prin cadrele specializate în U.R.S.S, sectorul electrotehnic a reuşit să-şi mărească numărul de muncitori de 2,5 ori şi al inginerilor şi tehnicienilor de aproape 4 ori. Odată cu creşterea numărului a crescut şi calificarea lor.

Una din formele cele mai importante ale ajutorului sovietic pentru industria noastră electrotehnică s-a manifestat şi se manifestă prin rolul important pe care documentaţiile tehnice sovietice le-au avut în ridicarea nivelului calitativ şi tehnic al produselor, al cadrelor şi al organizării producţiei. Pentru numeroase produse electrotehnice, fabricile electrotehnice dispun de documentaţii tehnice complete, cuprinzînd:

a) caracteristici tehnice şi caiete de sarcini;
b) desene de execuţie şi nomenclatoare;
c) desene de piese normalizate şi accesorii;
d) desene de execuţie ale utilajului;
e) fişe tehnologice;
f) instrucţiuni tehnologice de fabricaţie;
g) instrucţiuni de montaj, control şi exploatare.

Aceste documentaţii, puse la dispoziţia noastră fără nici un fel de plată, prin Comisia de colaborare tehnico-ştiinţifică, constituie o dovadă strălucită a ajutorului tovărăşesc sovietic, ajutor care este de neconceput în lumea capitalistă, lumea secretelor de fabricaţie şi a concurenţei duşmănoase. Făcînd bilanţul utilizării documentaţiei sovietice se constată o creştere simţitoare a sortimentului de produse electrotehnice în anii 1953 şi 1954, ani în care documentaţia sovietică a fost însuşită în fabricaţie pe scară largă. In 1953 s-au pus în fabricaţie de două ori mai multe produse decît în 1951.

Astfel, numai în domeniul construcţiei de maşini electrice în 1949 s-au fabricat la întreprinderea „ Klement Gottwald " primele motoare pentru industria petrolului, seria de motoare de macara, transformatoare de forţă pînă la 1800 kVA şi 25 000 V. Constructorii şi tehnologii care s-au calificat în munca pentru realizarea acestor produse, au format, alături de inginerii şi tehnicienii specializaţi în fabricile sovietice, nucleul tehnic al fabricii noi „Electroputere"

Astăzi, industria noastră electrotehnică fabrică întreaga gamă de motoare asincrone de la 0,6 kW—100 kW, după seriile unitare sovietice A şi AO, motoare pentru macarale, pentru industria petroliferă, a cărbunelui şi a cimentului, etc., precum şi aparatajul de pornire şi protecţie corespunzător (staţii de comandă electromagnetice cu contactori).

Pentru industria energetică se fabrică întreaga serie de transformatoare de la 50 kVA pînă la 15 000 kVA cu tensiuni de 6, 10, 15, 25, 35 şi 60 kV precum şi întreg aparatajul de reţea pentru interior şi exterior pînă la 35 kV. S-a asimilat fabricaţia transformatoarelor de măsură (de tensiune şi curent) şi este în curs asimilarea fabricaţiei releelor de protecţie (de intensitate, de tensiune, de timp şi de trecere). Pentru electrificări se livrează grupuri electrogene mobile de 3, 18, 50, 175 kVA, cu tablourile de comandă respective, dotate cu aparatajul de manevră şi de măsură, fabricat tot în ţară. Pentru fabricarea acestui utilaj energetic s-au dezvoltat corespunzător fabricile de conductori şi materiale electroizolante.

Pentru aplicarea în viaţă a Hotărîrii Plenarei lărgite a CC al Partidului din 19—20 august 1953, anul acesta s-a dat un avînt deosebit producţiei bunurilor electrotehnice de larg consum. La 31 decembrie 1953 erau în fabricaţie 173 de sortimente de produse electrotehnice de larg consum. Numai în primele trei trimestre ale acestui an s-au pus în fabricaţie alte 74 de produse noi. Pînă la sfîrşitul acestui an se va îmbogăţi mult sortimentul de corpuri de iluminat, de aparate de radio, de aparate electrocalorice cu folosinţă casnică, vase de fiert, plite electrice, ceainice, radiatoare, ventilatoare, aparate de uscat părul, aspiratoare de praf, răcitoare electrice, etc. Producţia de bunuri de larg consum electrotehnice din luna octombrie a depăşit cu 10% pe aceea din trimestrul I a acestui an.

Această rapidă creştere a capacităţii de proiectare a seriilor tehnice pe de o parte şi creşterea capacităţii de fabricaţie a atelierelor pe de altă parte, se datoreşte ajutorului sovietic, prin specialiştii şi documentaţiile tehnice.

Deosebit de interesante sînt efectele economice ale însuşirii în fabricaţie a produselor noi, care s-au manifestat atît la înlocuirea produselor necorespunzătoare fabricate anterior, cît şi la asimilarea unor noi produse de înaltă tehnicitate fabricate pentru prima dată la noi în ţară.

Prima grupă cuprinde seria de motoare A şiAO şi efectele economice constau în reducerea consumurilor specifice printr-o proiectare raţională şi reducerea manoperii prin construcţii tehnologice şi utilizare de piese normalizate. Întrebuinţînd metodele de calcul ale încălzirii şi prin proiectarea unei ventilaţii corespunzătoare, s-au putut ridica valorile pentru B_d (inducţia în dinţi) şi Δ (densitatea de curent din înfăşurări) ceea ce a condus la importante economii de materiale. În 1953 intreprinderea „Electroprecizia" a realizat economii la materiale în valoare de 2,5 milioane lei într-o perioadă de 10 luni. Prin utilizarea documentaţiei sovietice s-a reuşit să se scurteze substanţial timpul de pregătire a fabricaţiei. Putem da ca exemplu faptul că dacă pentru asimilarea în fabricaţie în anii 1951—1952 a întrerupătoarelor IU6 şi IU 15, a fost necesară o perioadă de 16—18 luni, pentru întrerupătorul IU 35, mai complicat decît celelalte, au fost suficiente numai 7 luni, din care 4 luni a durat numai execuţia sculelor.

Însuşirea rapidă a fabricaţiei unor produse aşa de importante a condus şi la realizarea unei

economii importante de devize. Astfel, punerea în fabricaţie în anul 1952 a întrerupătorului de IU 35 a permis reducerea planului de import cu sute de întrerupători.

Nu mai puţin important este efectul organizatoric al folosirii documentaţiei sovietice. Documentaţia seriei A de motoare asincrone a avut un mare rol instructiv asupra cadrelor de constructori, care a căpătat o nouă orientare în concepţia despre crearea unui tip constructiv în cadrul unei serii de maşini. După modelul sovietic, s-au întocmit metodice de calcul, albume de piese normalizate, instrucţiuni tehnologice pentru bobinare, montaj, impregnare, etc. Folosirea documentaţiilor tehnologice cuprinse în documentaţiile tehnice sovietice a avut ca urmare o importantă creştere a tehnicităţii în lucrările de proiectare, a echipamentelor tehnologice, în elaborarea proceselor şi instrucţiunilor de fabricaţie. Realizări concrete au fost matriţele-bloc, cochilele pentru turnarea sub presiune a coliviilor de aluminiu, sudura electrică a capetelor de bobine, înfăşurările spirale şi izolaţia de hîrtie impregnată cu lac gliptalic la transformatoare etc. Pe lîngă efectele economico-organizatorice, documentaţia sovietică a mai influenţat pozitiv calitatea produselor electrotehnice noi cît şi nivelul tehnic al cadrelor din fabrici.

Calitatea mereu crescîndă a produselor noi ce se asimilează, tehnicitatea din ce în ce mai ridicată pe care o cer, arată cît de folositoare este studierea documentaţiei sovietice, de către cadrele noastre tehnice şi inginereşti. Mulţi dintre ei sînt laureaţi ai premiului de Stat Astfel, colectivul inginerului V. Bunea a fost distins cu Premiul de Stat pentru realizarea primilor transformatoare de 5000 kVA şi 6 000V, colectivul inginerului Iancu Vasile pentru realizarea primelor izolatoare de înaltă tensiune, colectivul ing. C. Şoltuz pentru instalaţia de telefon dispecer, colectivul ing. C. Andreescu pentru realizarea contoarelor.

Anul acesta au primit înalta distincţie de laureaţi ai premiului de Stat pentru seria motoarelor antigrizutoase colectivul ing. Al. Berberian, pentru noua serie unitară de transformatoare de forţă colectivul ing. Ekstein Silviu şi ing. Iancovici V. iar colectivul ing. Niculescu D. pentru realizarea motorului de 1000 kW la 5000 V şi 300 rot/min.

Trebuie relevat în mod deosebit şi colectivul ing. Ivacenco A şi ing. Popovici C. de la uzinele Reşiţa care a primit titlul de Laureat al Premiului de Stat pentru construcţia turbogeneratorului şi convertizorului de înaltă frecvenţă.

Muncitori ca David Vasile, Covaci Ştefan, Albu Gheorghe, Mateica I., Filişanu H, au primit titluri de fruntaşi ai întrecerii socialiste. Pe piepturile multor muncitori, ingineri şi tehnicieni din fabricile electrotehnice strălucesc decoraţii şi medalii.

Astăzi calculul, construcţia şi tehnologia fabricaţiei multor produse electrotehnice au atins un nivel înalt. Paralel cu acestea, la platformele de probe ale fabricilor s-a dezvoltat o bogată activitate de verificarea calităţii şi de cercetări experimentale. Astfel, cu ajutorul documentaţiilor sovietice în munca de zi cu zi din fabrici cresc cadre noi de constructori a căror activitate întăreşte prestigiul ştiinţei şi tehnicii romîneşti.

În 1953 s-au produs de 60,6 ori mai multe motoare electrice şi de 26,5 ori mai multe transformatoare decît în 1948.

Evoluţia construcţiei romîneşti de maşini electrice poate fi ilustrată prin datele de mai jos care dau creşterea puterii, pe unitate, după ani :

1950 — motor asincron 480 kW, 500 V, 750 rot/min.
1952 — motor asincron 1000 kW, 5000 V, 300 rot/min
— motor asincron 1000 kW, 6000 V, 3000 rot/min ;
1954 — compensator sincron 5000 kW, 6300 V 100 rot/min.

Prof. Al. Nicolau a realizat primul motor asincron de putere mare, cu două viteze în raportul 4 :1.

Trebuie arătat, însă, că felul cum sînt folosite documentaţiile sovietice nu este încă satisfăcător. Mai sînt întreprinderi unde documentaţia sovietică este folosită parţial, din cauza conservatorismului unor tehnicieni, sau din cauza nerezolvării unor probleme de materiale electrotehnice (ex. ţesături cu fire de sticlă, conductori de aluminiu de tip izoperlon, calitatea nesatisfăcătoare a tablei magnetice etc.)

Nu putem neglija şi marele rol pe care l-a avut cartea tehnică sovietică pentru ridicare a nivelului profesional al inginerilor şi tehnicienilor din ţara noastră. Cartea de teoria maşinilor electrice de Kostenco, cartea de proiectarea maşinilor electrice de Postnikov, cartea de construcţia maşinilor electrice de Alexeev, cartea de proiectarea maşinilor electrice a lui Sergheev, aceea pentru proiectarea transformatoarelor a lui Bulgakov sau Sapojnikov, cărţile de tehnologia fabricaţiei maşinilor electrice ale lui Moskovski şi Vinogradov sau cărţile pentru aparataje ale lui Builov, Babikov, Saharov, etc,, ca să nu relevăm decît pe cele privind tehnica curenţilor tari, au devenit auxiliarul cel mai preţios în munca constructorilor din industria electrotehnică a ţării noastre.

Un rol pozitiv în pătrunderea cărţii tehnice sovietice în masa largă a tehnicienilor şi inginerilor, îl are Editura Energetică de Stat, care a editat în limba romînă cele mai bune lucrări din domeniul electrotehnicei teoretice şi aplicate, traduse din limba rusă.

Preocupările de azi ale inginerilor, tehnicienilor şi muncitorilor din industria electrotehnică se îndreaptă spre asimilarea unor noi produse, necesare uşurării muncii în industria lemnului (agregate de tăiat copaci), în industria cărbunelui (perforatoare) şi în agricultură. În sectorul electrotehnic se fabrică trei tipuri de locomotive miniere, tramvaie, s-a asimilat echipamentul elec-

tric pentru tramvaiele de mare viteză şi capacitate şi este în curs de asimilare fabricarea echipamentelor electrice pentru troliebuze şi pentru camioanele ZIS 150.

Institutul de cercetări electrotehnice, creat în cadrul planului de electrificare a ţării, se preocupă de pregătirea fabricaţiei condensatorilor de forţă, a redresoarelor cu seleniu, a acumulatoarelor alcaline, a discurilor de vilit (cu rezistenţă variabilă) a materiei ceramice pentru piese de înaltă frecvenţă etc. S-au realizat deasemenea dispozitive electrice pentru controlul şi automatizarea proceselor de fabricaţie în industria uşoară şi alimentară. Un sprijin preţios au primit fabricile electrotehnice din partea Institutului de energetică al Academiei R.P.R. care, adaptînd teoria Profesorului Petrov, a elaborat, sub conducerea Acad. prof. I. S. Gheorghiu, metoda pentru calculul forţelor mecanice la care sînt solicitate înfăşurările transformatoarelor. De asemenea Institutul de energetică al Academiei în colaborare cu fabrica „ Klement Gottwald " a construit prima amplidină, care va sta la baza dezvoltării unor reglaje automate.

Colaborarea creatoare dintre oamenii de ştiinţă şi muncitorii şi tehnicienii din fabrici începe să capete forme din ce în ce mai strînse. Contractele încheiate între fabrica „Electroputere" şi Institutul de maşini şi aparate din Craiova, contractul dintre fabrica „ Klement Gottwald " şi Institutul Politehnic Bucureşti, etc. arată cît de preţioasă este această colaborare.

După exemplul revistei „Elektricestvo ", revista „ Electrotehnica " editată de ASIT şi Ministerul Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice aduce în fiecare număr importante probleme noi rezolvate, pe baza cercetărilor şi studiilor făcute în fabrici şi laboratoare asupra maşinilor şi aparatelor electrice şi popularizează realizările sovietice în domeniul electrotehnicei De asemenea „Buletinul Institutului de energetică" al Academiei R.P.R. este un important factor care contribuie la ridicarea nivelului tehnic al industriei electrotehnice din ţara noastră.

Depinde de noi, de felul cum ne vom pricepe să folosim mai bine acest ajutor, să lărgim mai mult baza sa de aplicare, să dezvoltăm la un nivel mai înalt tehnicitatea producţiei

Datorită ajutorului tehnic sovietic se dezvoltă necontenit ştiinţa electrotehnică, care ne ajută să îmbogăţim sortimentul şi să ridicăm calitatea produselor electrotehnice atît de necesare înfăptuirii planului de electrificare a Patriei noastre.

CALCULUL OPERAȚIONAL ȘI APLICAȚIILE LUI ÎN ELECTROTEHNICĂ

Prof. Dr. Ing. I. S. ANTONIU

Stadiul actual al desvoltării științelor tehnice și problemele speciale ce se pun tehnicianului în studiul mașinilor sau sistemelor energetice au creat necesitatea perfecționării utilajului matematic folosit pentru efectuarea diverselor studii. Astfel, problemele în care apar pentru studierea lor, ecuații integro-diferențiale, sau sisteme de asemenea ecuații, și care apar în domeniile cele mai variate ale tehnicii, prezintă cele mai mari dificultăți în rezolvarea lor prin metodele clasice matematice. Utilizînd calculul operațional, bazat pe transformarea lui Laplace, ecuațiile diferențiale se transformă în ecuații algebrice, a căror rezolvare este mult mai simplă. Găsirea soluției problemei se face apoi, destul de simplu, pornind dela soluțiile problemei algebrice, fie direct, fie folosind rezultatul muncii a cinci decenii a matematicienilor din lumea întreagă, muncă ce s-a cristalizat în tabelele de funcții corespondente.

Redacția revistei „Electrotehnica" a găsit că este util a publica în coloanele sale articole care să trateze metodele moderne de calcul cele mai des utilizate în electrotehnică, expuse astfel încît să fie ușor înțelese și imediat aplicabile. Cititorii care vor voi să adîncească aceaste probleme o vor putea face mult mai ușor.

In acest sens publicăm mai jos un articol, cuprinzînd noțiuni de calcul operațional.

N. R.

Studiul fenomenelor electrotehnice se face presupunîndu-se că în diversele circuite electrice există un regim permanent sau staționar, adică forțele electromotoare au o valoare constantă în cazul curentului continuu, sau sînt o funcție periodică de timp, în cazul curenților alternativi.

Un asemenea regim nu se poate stabili instantaneu atunci cînd se introduce în circuit o forță electromotoare oarecare, sau se produce o variație bruscă a sarcinii. Intre momentul producerii schimbării situației circuitului și momentul cînd se poate spune că în circuit s-a stabilit regimul permanent se va scurge un anumit timp în care regimul de funcționare a circuitului se va adapta de la situația inițială la situația finală. Acest regim de adaptare se numește *regimul tranzitoriu* al sistemului.

Rezolvarea regimurilor tranzitorii în sistemele energetice se face aplicînd metodele generale de rezolvare ale circuitelor electrice, fie prin aplicarea legilor lui Kirchhoff, fie prin aplicarea metodei lui Maxwell a descompunerii rețelei în circuite independente, a doua metodă fiind de obicei mai utilizată. Aceasta va conduce la rezolvarea unui sistem de ecuații diferențiale de forma

$$\sum_{k=1}^{n} \left(R_{jk} i_k + L_{jk} \frac{di_k}{dt} + \frac{1}{C_{jk}} \int i_k dt \right) = e_j - \sum_{k=1}^{n} \left(\frac{q_{jk}}{C_{jk}} \right)_{t=0} \qquad (1)$$

$$(j = 1, 2, \ldots, n),$$

în care e_j este forța electromotoare rezultantă din circuitul independent considerat, iar $\left(\frac{q_{jk}}{C_{jk}}\right)_{t=0}$ este sarcina condensatorului corespunzător în momentul inițial considerat, reprezentată prin tensiunea sa la borne.

Rezolvarea regimului tranzitoriu corespunzător constă în rezolvarea sistemului de ecuații diferențiale (1), operație în general destul de laborioasă. Această problemă a rezolvării ecuațiilor diferențiale a preocupat pe matematicienii din toate timpurile în căutare de metode cît mai simple.

Astfel, în 1788, Lagrange a utilizat o metodă operațională pentru rezolvarea unor anumite ecuații diferențiale din mecanică; Poisson în 1815, a utilizat pentru prima oară integrala lui Laplace pentru transformarea ecuațiilor diferențiale; puțin mai tîrziu, în 1839, Abel a utilizat această integrală pentru a efectua dezvoltări în serie și pentru a calcula integrale definite. Dar toate aceste lucrări erau fără o legătură între ele și n-au atras în mod special, atenția oamenilor de știință din acele timpuri. In anul 1862, matematicianul rus Vașenco-Zaharcenco a dat o metodă foarte asemănătoare cu aceea a calculului operațional, așa cum este cunoscut astăzi, pentru rezolvarea ecuațiilor diferențiale, expunînd detaliat metoda sa, atît pentru ecuațiile diferențiale cu coeficienți constanți, cît și pentru acelea cu coeficienți variabili.

Calculul operațional a luat însă o mare dezvoltare în urma lucrărilor lui Oliver Heaviside, care a dat o metodă de rezolvare a problemelor de regim tranzitoriu. Metoda de calcul expusă de acest fizician constă în a reprezenta simbolul de derivare $\frac{d}{dt}$ prin litera p și de a înlocui toate calculele de derivare și integrare relative la variabila t prin calcule algebrice relative la variabila p; se trece apoi de la soluția în p a problemei algebrice la soluția în t a problemei de analiză prin reguli simple.

Heaviside a dat metoda de calcul sub forma de reguli cărora însă nu le-a dat nici un fel de justificare. Metoda lui Heaviside a căpătat o justificare matematică numai în urma lucrărilor

lui J. R. Carson şi a altor matematicieni, din care s-a văzut că metodele calculului operaţional pot fi deduse riguros din proprietăţile transformării lui Laplace.

Calculul operaţional constă deci în transformarea ecuaţiilor diferenţiale ale sistemului dat, care sînt funcţii de o anumită variabilă independentă, în ecuaţii algebrice, funcţii de o altă variabilă independentă prin aplicarea transformării lui Laplace. Rezolvarea acestor ecuaţii algebrice în raport cu noua variabilă şi apoi trecerea de la această variabilă la prima variabilă, constituie rezolvarea regimului tranzitoriu considerat cu ajutorul calculului operaţional.

Cunoscînd regulele de calcul operaţional, problemele de regim tranzitoriu în circuitele electrice se pot rezolva direct fără a mai trece prin ecuaţiile diferenţiale corespunzătoare sistemului.

Calculul operaţional nu se aplică numai problemelor de electrotehnică. El poate servi la rezolvarea oricărei probleme tehnice sau fizice, care conduce la o ecuaţie diferenţială sau la un sistem de asemenea ecuaţii. El poate fi utilizat deci la studiul propagării căldurii, a undelor sonore, în hidraulică, în mecanică, la studiul oscilaţiilor de orice fel, în rezistenţa materialelor, în organizaţie la studiul uzurii echipamentelor, în biologie la studiul reproducerii celulelor etc.

Transformarea lui Laplace. Definiţii şi teoreme fundamentale. Fără a da demonstraţiile matematice corespunzătoare şi metodele de stabilire, transformarea lui Laplace se bazează pe următoarele teoreme şi definiţii :

Definiţia 1. Fie o funcţie reală [1] $f(t)$ de variabilă reală t definită pentru t pozitiv, astfel încît :

a) $f(t)$ este integrabilă în orice interval finit cuprins între două valori pozitive ale variabilei ;

b) integrala $\int_a^b f(t)\,dt$ tinde către o limită cînd a tinde către zero ;

c) există integrala

$$\int_0^\infty \varepsilon^{-\sigma t} f(t)\,dt = \lim_{\substack{b\to\infty \\ a\to 0}} \int_a^b \varepsilon^{-\sigma t} f(t)\,dt < \infty \qquad (2)$$

în care σ este un număr real.

Limita inferioară a numerelor reale care satisface ecuaţia (2) se numeşte *abscisa de convergenţă absolută* a funcţiei $f(t)$, oricare ar fi această funcţie ; ea se notează cu σ_a.

Integrala (2) se numeşte integrala lui Lebesgue şi funcţia $f(t)$ se zice că este transformabilă prin transformarea lui Laplace.

Teorema 1. Dacă funcţia $f(t)$ satisface ecuaţia (2), atunci integrala

$$\int_0^\infty \varepsilon^{-pt} f(t)\,dt = \lim_{\substack{b\to\infty \\ a\to 0}} \int_a^b \varepsilon^{-pt} f(t)\,dt, \qquad (3)$$

în care p este o variabilă complexă de forma $\sigma + j\omega$ pentru orice valoare a lui $\sigma > \sigma_a$ se transformă într-o funcţie $\varphi(p)$ care este analitică în semi planul $\sigma_a < \sigma$.

Integrala (3) constituie transformarea lui Laplace. Ea asociază funcţiei $f(t)$ de variabila reală t, o funcţie $\varphi(p)$, de variabilă p. Funcţia $\varphi(p)$ se numeşte *imaginea* funcţiei $f(t)$, care se numeşte *originalul* funcţiei $\varphi(p)$.

Transformarea lui Laplace se notează simbolic prin relaţia

$$\varphi(p) = \mathfrak{L}[f(t)] \quad (\sigma_a < \sigma) \qquad (4)$$

şi care se citeşte : $\varphi(p)$ este imaginea funcţiei $f(t)$, $\mathfrak{L}$ fiind simbolul care indică acest fapt [2].

Este necesar a observa că p din transformarea lui Laplace, care este o variabilă complexă, nu este identic cu p din calculul simbolic al lui Heaviside, în care acesta este un operator care alăturat unei funcţii y de t, efectuează derivarea acesteia, operatorul invers p^{-1} corespunzînd integrării acestei funcţii.

Definiţia 2. Inversa transformării lui Laplace este definită prin relaţia

$$\mathfrak{L}^{-1}\{\mathfrak{L}[f(t)]\} = f(t) = \mathfrak{L}^{-1}\varphi(p) \qquad (5)$$

şi care se citeşte, funcţia $f(t)$ este *originalul* funcţiei $\varphi(p)$.

Teorema 2. Dacă $\varphi(p)$ este imaginea unei funcţii $f(t)$ atunci

$$\frac{1}{2\pi j}\int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \varepsilon^{pt}\varphi(p)\,dp = f(t) \quad (0 \leqslant t), \qquad (6)$$

în care $\sigma_a < C$ şi $j = \sqrt{-1}$.

Ecuaţia (6) constituie reprezentarea explicită a relaţiei (5).

Teorema 3. *Unicitatea transformării* $\mathfrak{L}$. Dacă $f(t)$ satisface ecuaţia (2) şi $\mathfrak{L}[f(t)] = \varphi(p)$, $\sigma_a < \sigma$, imaginea $\varphi(p)$ a funcţiei $f(t)$ este unică. Această teoremă rezultă din proprietăţile integralei definite (3).

Teorema 4. *Unicitatea transformării* $\mathfrak{L}^{-1}$. Dacă $f(t)$ este originalul funcţiei $\varphi(p)$, atunci funcţia $f(t)$ satisface integrala (2) şi transformarea $\mathfrak{L}^{-1}$ este unică, adică transformarea $\mathfrak{L}^{-1}$ a funcţiei $\varphi(p)$ este egală cu $f(t)$ pentru orice valoare a variabilei $t \geqslant 0$.

Teorema 5. *Transformarea lui Laplace este liniară.* Dacă funcţiile $f_1(t)$ şi $f_2(t)$ satisfac ecuaţia (2) şi au respectiv, imaginile $\varphi_1(p)$ şi $\varphi_2(p)$, dacă a şi b sînt constante sau funcţii independente de t şi p, atunci

$$\mathfrak{L}[af_1(t) \pm bf_2(t)] = a\varphi_1(p) \pm b\varphi_2(p)$$

şi reciproc

$$\mathfrak{L}^{-1}[a\varphi_1(p) \pm b\varphi_2(p)] = af_1(t) \pm bf_2(t) \quad (0 \leqslant t).$$

[1] În cazul cînd $f(t)$ este o funcţie complexă, aceasta se poate descompune în cele două componente ale sale, care pot fi tratate separat ca funcţii reale.

[2] În literatură există diverse moduri de a reprezenta egalitatea simbolică (4), ca de exemplu :

$$\varphi(p) \subset f(t),$$
$$\varphi(p) \doteqdot f(t),$$
$$\varphi(p) \bullet\!\!-\!\!\circ f(t),$$
$$\overline{f(p)} = f(t);$$

din cauza confuziilor ce pot da naştere, se recomandă utilizarea exclusivă a notaţiei (4).

Această teoremă stabileşte caracterul de liniaritate a transformării lui Laplace şi a transformării inverse şi se deduce din proprietatea de liniaritate a integralei definite.

Teorema 6. *Imaginea unei derivate.* Dacă funcţia $f(t)$ şi derivata sa $f'(t)$ satisfac fiecare ecuaţie (2) şi dacă $\varphi(p)$ este imaginea funcţiei $f(t)$, atunci

$$\mathfrak{L}[f'(t)] = p\varphi(p) - f(0). \tag{7}$$

Pentru demonstrarea acestei teoreme se aplică funcţiei $f'(t)$ ecuaţia (3) obţinîndu-se

$$\mathfrak{L}[f'(t)] = \int_0^\infty \varepsilon^{-pt} f'(t)\, dt$$

sau integrînd prin părţi, rezultă

$$\mathfrak{L}[f'(t)] = |\varepsilon^{-pt} f(t)|_0^\infty + p\int_0^\infty \varepsilon^{-pt} f(t)\, dt.$$

Primul termen al membrului al doilea se reduce la $-f(0)$, iar al doilea este egal cu $p\varphi(p)$ şi rezultă astfel relaţia (7).

Teorema poate fi extinsă şi la calculul imaginilor derivatelor de ordin superior, dacă acestea satisfac ecuaţia (2). Rezultatul se obţine aplicînd succesiv relaţia (3). Se găseşte astfel pentru derivata a doua

$$\mathfrak{L}[f''(t)] = p^2\varphi(p) - pf(0) - f'(0).$$

In general, pentru derivata de ordinul n, se găseşte

$$\mathfrak{L}[f^{(n)}(t)] = p^n \varphi(p) - p^{n-1} f(0) - \\ - p^{n-2} f'(0) - \ldots - f^{(n-1)}(0).$$

Dacă

$$f(0) = f'(0) = f''(0) = \ldots = f^{(n-1)}(0) = 0$$

atunci

$$\mathfrak{L}[f^{(n)}(t)] = p^n \varphi(p).$$

Teorema 7. *Imaginea unei integrale.* Dacă funcţia $f(t)$ satisface ecuaţia (2) şi imaginea sa este $\varphi(p)$, atunci integrala sa

$$f^{(-1)}(t) = \int f(t)\, dt$$

satisface de asemenea ecuaţia (2) şi

$$\mathfrak{L}\left[\int f(t)\, dt\right] = \frac{1}{p}\varphi(p) + \frac{1}{p} f^{(-1)}(0). \tag{8}$$

Pentru demonstrarea teoremei, se aplică funcţiei $\int f(t)\, dt$ ecuaţia (3) şi se efectuează integrala prin integrare prin părţi.

In general, dacă

$$f^{(-k)}(t) = \int\int\int \ldots \int f(t)\, (dt)^k$$

atunci

$$\mathfrak{L}[f^{(-k)}(t)] = \frac{1}{p^k}\varphi(p) + \sum_{i=1}^{k} \frac{1}{p^{k-i+1}} f^{(-k)}(0).$$

In cazul unei integrale definite

$$\int_0^t f(t)\, dt$$

se arată uşor că

$$\mathfrak{L}\left[\int_0^t f(t)\, dt\right] = \frac{\varphi(p)}{p}$$

şi în general

$$\mathfrak{L}\left[\int_0^t dt_n \int_0^{t_n} dt_{n-1} \ldots \int_0^{t_1} f(t)\, dt\right] = \frac{\varphi(p)}{p^n}.$$

Imaginea unor funcţii uzuale. Găsirea imaginii unei funcţii oarecare, ce satisface ecuaţia (2), se face aplicînd ecuaţia (3) şi calculînd integrala corespunzătoare.

1. *Imaginea unei constante.*

Fie

$$f(t) = k.$$

Ecuaţia (3) dă imediat

$$\varphi(p) = \int_0^\infty \varepsilon^{-pt} k\, dt = \frac{k}{p}$$

şi deci

$$\mathfrak{L}k = \frac{k}{p}. \tag{9}$$

2. *Imaginea funcţiei* $f\left(\frac{t}{\lambda}\right)$. *Schimbarea scării timpurilor.* Funcţia dată corespunde unei funcţii de timp la care unitatea a fost luată de λ ori mai mică. Noul timp se exprimă în funcţie de vechiul timp prin relaţia

$$t' = \lambda t.$$

Inlocuind valoarea lui t în ecuaţia (3), se obţine

$$\varphi(p) = \int_0^\infty \varepsilon^{-p\frac{t'}{\lambda}} f\left(\frac{t'}{\lambda}\right) d\frac{t'}{\lambda}.$$

Schimbînd în ambii membri pe p cu λp şi suprimînd accentul rezultă

$$\lambda\varphi(\lambda p) = \int_0^\infty \varepsilon^{-pt} f\left(\frac{t}{\lambda}\right) dt,$$

de unde, dacă $\varphi(p)$ este imaginea funcţiei $f(t)$, atunci

$$\mathfrak{L}\left[f\left(\frac{t}{\lambda}\right)\right] = \lambda\varphi(\lambda p).$$

3. *Imaginea funcţiei exponenţiale.* Fie funcţia

$$f(t) = \varepsilon^{-\lambda t},$$

în care λ este o mărime oarecare. Aplicînd relaţia (3) se găseşte

$$\mathfrak{L}[\varepsilon^{-\lambda t}] = \int_0^\infty \varepsilon^{-pt}\, \varepsilon^{-\lambda t}\, dt = \int_0^\infty \varepsilon^{-(p+\lambda)t}\, dt = \frac{1}{p+\lambda}. \tag{10}$$

In același mod se găsește

$$\mathfrak{L}\,[\varepsilon^{\lambda t}] = \frac{1}{p-\lambda}. \qquad (11)$$

Pentru ambele aceste transformări, imaginile corespunzătoare au un sens în planul complex al lui p numai în cazul cînd partea reală a mărimilor $p+\lambda$ este pozitivă.

4. *Imaginea funcțiilor circulare și hiperbolice.* Ținînd seama că transformarea lui Laplace este liniară, imaginea funcțiilor circulare și hiperbolice se obține scriind expresia lui Euler a acestora. Astfel, pentru funcția $\cos \alpha t$, în care α este un număr real și pozitiv, se obține

$$\mathfrak{L} \cos \alpha t = \frac{1}{2}\,\mathfrak{L}\,\varepsilon^{j\alpha t} + \frac{1}{2}\,\mathfrak{L}\,\varepsilon^{-j\alpha t} =$$

$$= \frac{1}{2}\left(\frac{1}{p-j\alpha} + \frac{1}{p+j\alpha}\right) = \frac{p}{p^2+\alpha^2}.$$

In mod analog se găsește

$$\mathfrak{L} \sin \alpha t = \frac{\alpha}{p^2+\alpha^2},$$

$$\mathfrak{L} \operatorname{ch} \alpha t = \frac{p}{p^2-\alpha^2},$$

$$\mathfrak{L} \operatorname{sh} \alpha t = \frac{\alpha}{p^2-\alpha^2}.$$

5. *Imaginea funcției puterii lui t.* Fiind dată funcția $f(t) = t$, satisfăcînd ecuația (2), dacă i se aplică ecuația (3), se obține prin integrarea prin părți

$$\mathfrak{L}t = \int_0^\infty t\varepsilon^{-pt}\,dt = \frac{1}{p^2}.$$

In cazul general, procedînd ca mai sus și integrînd prin părți, se obține formula de recurență

$$\int_0^\infty t^k\,\varepsilon^{-pt}\,dt = \frac{k}{p}\int_0^\infty t^{k-1}\,\varepsilon^{-pt}\,dt, \quad (k = 1, 2, \ldots, n),$$

de unde rezultă

$$\mathfrak{L}\,t^n = \frac{n!}{p^{n+1}}.$$

6. *Funcția unitate.* Funcția unitate $F(t)$ este aceea funcție care (fig. 1)

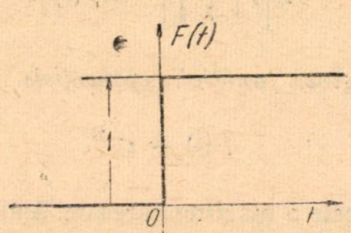


Fig. 1. Funcția unitate.

pentru $t < 0$ $\quad F(t) = 0$

pentru $t \geqslant 0$ $\quad F(t) = 1.$

Aplicînd ecuația (3) se găsește imediat

$$\mathfrak{L}F(t) = \frac{1}{p}. \qquad (12)$$

7. *Funcția impuls.* Funcția impuls $F'(t)$ este acea funcție care este nulă pentru orice valoare a lui t înafara intervalului

$$0 < t < \xi,$$

ξ fiind oricît de mic voim. In acest interval de timp, funcția impuls are o valoare constantă A, astfel că $A\xi = 1$ (fig. 2)

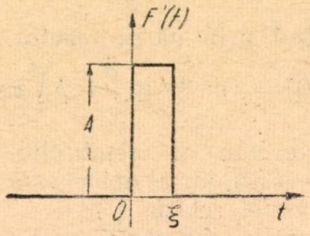


Fig. 2. Funcția impuls.

Aplicînd ecuația (3) se obține

$$\mathfrak{L}F'(t) = \lim_{\xi\to 0}\int_0^\infty \varepsilon^{-pt}F'(t)\,dt = \lim_{\xi\to 0}\int_0^\xi \varepsilon^{-pt}F'(t)\,dt =$$

$$= \lim_{\xi\to 0}\frac{A}{p}(1-\varepsilon^{-p\xi}) = 1. \qquad (13)$$

Comparînd relațiile (12) și (13) se vede că

$$\mathfrak{L}F'(t) = p\,\mathfrak{L}F(t).$$

Rezultă că funcția impuls poate fi considerată ca derivata funcției unitate. De aici rezultă și notația adoptată pentru această funcție.

Transformarea lui Carson. In multe lucrări din literatura de specialitate se utilizează calculul operațional bazat pe transformarea definită de ecuația

$$\psi(p) = p\int_0^\infty \varepsilon^{-pt} f(t)\,dt. \qquad (14)$$

Această transformare se numește transformarea lui Carson.

Intre funcția imagine a lui Carson și funcția imagine a lui Laplace există relația

$$\psi(p) = p\varphi(p). \qquad (15)$$

Utilizarea ecuației (14) se justifică pin aceea că s-a căutat a se obține imaginea unității egală cu unitatea.

Relația (15) se folosește la utilizarea tabelelor de transformare scrise în transformarea Carson.

Găsirea funcției original, cînd se cunoaște funcția imagine. O problemă fiind rezolvată cu ajutorul calculului operațional, rezultatul obținut dă imaginea mărimii căutate. Pentru rezolvarea completă a problemei trebuie găsit originalul funcției imagine, obținută. Aceasta se obține rezolvînd ecuația (6).

Rezolvarea acestei ecuaţii este în general dificilă. De aceea, au fost întocmite tabele de transformare calculate, pornindu-se în general de la determinarea imaginii funcţiilor uzuale, această operaţie fiind mai simplă. Soluţia problemei se obţine astfel folosind aceste tabele, efectuînd diverse transformări algebrice asupra funcţiei imagine în aşa fel, încît să se poată găsi corespondentul respectiv.

Soluţiile problemelor de electrotehnică apar în general sub forma unor fracţii algebrice raţionale, astfel că, sub acest aspect, problema se simplifică într-o oarecare măsură, găsirea originalului în acest caz fiind mai simplă.

Fie

$$\varphi(p) = \frac{A(p)}{B(p)} =$$

$$= \frac{a^n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \ldots + a_1 p + a_0}{p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \ldots + b_1 p + b_0} \qquad (16)$$

o fracţie algebrică raţională în care a şi b sînt constante reale, iar m şi n sînt numere întregi şi pozitive.

Dacă $m \leqslant n$, atunci expresia (16) se poate scrie

$$\varphi(p) = \sum_{i=0}^{i=s} C_i p^i + \frac{A_1(p)}{B(p)} \qquad (s = n - m),$$

în care gradul poligonului $A_1(p)$ este mai mic cu cel puţin o unitate decît gradul polinomului $B(p)$.

Aplicînd transformarea inversă (5) se găseşte

$$\mathfrak{L}^{-1}\varphi(p) = \mathfrak{L}^{-1}\left(\sum_{i=0}^{i=s} C_i p^i\right) + \mathfrak{L}^{-1}\left[\frac{A_1(p)}{B(p)}\right].$$

Găsirea originalului primului termen al sumei din membrul al doilea, nu prezintă nici o dificultate prin aplicarea proprietăţii de liniaritate (teorema 5) şi căutarea în tabelă a originalelor expresiilor puterilor lui p. Rămîne de găsit originalul fracţiei $\frac{A_1(p)}{B(p)}$.

La aceasta se reduce şi cazul cînd $m > n$.

Două cazuri se pot prezenta: 1) ecuaţia $B(p) = 0$ nu are rădăcini multiple şi 2) eucaţia $B(p) = 0$ are rădăcini multiple.

1. *Ecuaţia* $B(p) = 0$ *nu are rădăcini multiple.* Fie p_k $(k = 1, 2, \ldots, m)$, rădăcinile ecuaţiei

$$B(p) = 0 \qquad (17)$$

şi se presupune că [3]) $A(p_k) \neq 0$.

[3]) S-a suprimat indicele 1 în expresia acestui polinom, aceasta neputînd duce la nici o confuzie, calculul originalului unei fracţii algebrice raţionale făcîndu-se pentru cazul $m < n$, oricare alt caz reducîndu-se la acesta.

Fracţia (16) se poate scrie

$$\frac{A(p)}{B(p)} = \frac{A(p)}{(p - p_1)(p - p_1)\ldots(p - p_m)},$$

care se poate descompune în fracţii simple

$$\frac{A(p)}{B(p)} = \sum_{i=1}^{m} \frac{K_i}{p - p_i}, \qquad (18)$$

coeficienţii K_i calculîndu-se prin metodele cunoscute şi avînd forma

$$K_i = \frac{A(p_i)}{B'(p_i)},$$

$B'(p)$ fiind derivata polinomului $B(p)$ în raport cu p.

Relaţia (18) se poate scrie deci

$$\frac{A(p)}{B(p)} = \sum_{i=1}^{m} \frac{A(p_i)}{B'(p_i)} \cdot \frac{1}{p - p_i}$$

şi rezultă, pe baza proprietăţii de liniaritate

$$\mathfrak{L}^{-1}\left[\frac{A(p)}{B(p)}\right] = \sum_{i=1}^{m} \frac{A(p_i)}{B'(p_i)} \mathfrak{L}^{-1}\left(\frac{1}{p - p_i}\right) =$$

$$= \sum_{i=1}^{m} \frac{A(p_i)}{B'(p_i)} \varepsilon^{p_i t} \qquad (19)$$

deoarece conform relaţiei (11)

$$\mathfrak{L}^{-1}\left(\frac{1}{p - p_i}\right) = \varepsilon^{p_i t}.$$

Cazuri particulare: a) *Ecuaţia* (17) *are o rădăcină nulă.* In acest caz punînd $B(p) = pB_1(p)$, printr-un raţionament analog cu precedentul, se obţine:

$$\frac{A(p)}{B(p)} = \frac{A(0)}{B(0)} \cdot \frac{1}{p} + \sum_{i=2}^{m} \frac{A(p_i)}{p_i B'_1(p_i)} \cdot \frac{1}{p - p_i}$$

al cărui original este

$$\mathfrak{L}^{-1}\left[\frac{A(p)}{B(p)}\right] = \frac{A(0)}{B_1(0)} + \sum_{i=2}^{m} \frac{A(p_i)}{p_i B'_1(p_i)} \varepsilon^{p_i t}. \qquad (20)$$

Relaţia (20) poartă numele de teorema dezvoltării alui Heaviside.

b) *Ecuaţia* (17) *are cel puţin o pereche de rădăcini complexe conjugate.* Dacă $p_1 = j\omega_1$ şi $p_2 = -j\omega_1$ sînt cele două rădăcini complexe conjugate, atunci funcţia (16) se poate scrie

$$\frac{A(p)}{B(p)} = \frac{A(p)}{(p^2 + \omega_1^2) B_2(p)}. \qquad (21)$$

Descompunînd fracţia (21) în fracţii simple şi calculînd originalul funcţiei obţinute, se găseşte

$$\mathfrak{L}^{-1}\left[\frac{A(p)}{(p^2+\omega_1^2)B_2(p)}\right]=\frac{A(j\omega_1)}{2j\omega_1 B_2(j\omega_1)}\varepsilon^{j\omega_1 t}+$$

$$+\frac{A(-j\omega_1)}{-2j\omega_1 B_2(-j\omega_1)}\varepsilon^{-j\omega_1 t}+$$

$$+\sum_{i=3}^{m}\frac{A(p_i)}{(p_i^2+\omega_1^2)B_2'(p_i)}\varepsilon^{p_i t}. \qquad (22)$$

Ţinînd seama de faptul că primii doi termeni ai sumei din membrul al doilea al relaţiei (22) sînt funcţii complexe conjugate de ω_1 şi t, suma lor este egală cu dublul părţii reale a lor, astfel că relaţia (22) poate fi scrisă

$$\mathfrak{L}^{-1}\left[\frac{A(p)}{(p^2+\omega^2)B_2(p)}\right]=$$

$$=\Re\left[\frac{A(j\omega_1)}{j\omega_1 B_2(j\omega_1)}\varepsilon^{j\omega_1 t}\right]+\sum_{i=3}^{m}\frac{A(p_i)}{(p_i^2+\omega_1^2)B_2'(p_i)}\varepsilon^{p_i t}=$$

$$=\Im\left[\frac{A(j\omega_1)}{\omega_1 B_2(j\omega_1)}\varepsilon^{j\omega_1 t}\right]+\sum_{i=3}^{m}\frac{A(p_i)}{(p_i^2+\omega_1^2)B_2'(p_i)}\varepsilon^{p_i t} \qquad (23)$$

deoarece

$$\Re\,[2C_1\varepsilon^{j\omega_1 t}]=\Im\,[2jC_1\varepsilon^{j\omega t}].$$

2. *Ecuaţia $B(p)=0$ are rădăcini multiple.* In aceste condiţii, ecuaţia (17) poate fi pusă sub forma

$$B(p)=(p-p_1)^{q_1}(p-p_2)^{q_2}\ldots(p-p^s)^{q_s}=0$$

cu restricţiile

$$q_1+q_2\ \ldots+q_s=m$$

şi

$$A(p_i)\neq 0.$$

Pentru găsirea originalului expresiei (16), se procedează ca şi în cazurile precedente, descompunîndu-se fracţia în fracţii simple şi căutînd originalul acestora. Se găseşte

$$\mathfrak{L}^{-1}\left[\frac{A(p)}{B(p)}\right]=\sum_{i=1}^{s}\sum_{k=1}^{q_i}\frac{K_{ik}}{(q_i-k)!}t^{q_i-k}\varepsilon^{p_i t}, \qquad (24)$$

în care

$$K_{ik}=\frac{1}{(k-1)!}\left[\frac{d^{(k-1)}}{dp^{k-1}}\cdot\frac{(p-p_i)^{q_i}A(p)}{B(p)}\right]_{p=p_i}$$

şi

$$0!=1.$$

Aplicarea calculului operaţional la studiul regimului tranzitoriu în circuite electrice cu constante localizate. Pentru studiul regimului tranzitoriu în circuitele electrice cu constante localizate ,se poate porni de la ecuaţiile diferenţiale de funcţionare ale circuitului, care se scriu aplicînd cele două legi ale lui Kirchhoff sau teorema circuitelor independente a lui Maxwell şi cărora li se aplică apoi transformarea (3), sau scriind direct ecuaţiile algebrice între imaginile diverselor mărimi din circuit. Alegerea metodei se face în raport cu problema de rezolvat, fiecare cale avînd avantaje şi dezavantaje.

Ecuaţiile de funcţionare ale unui circuit electric pot prezenta următoarele două aspecte :

$$Ri+L\frac{di}{dt}+\frac{1}{C}\int i\,dt=e \qquad (25)$$

$$L\frac{d^2q}{dt^2}+R\frac{dq}{dt}+\frac{q}{C}=e. \qquad (26)$$

Aplicînd transformarea (3) ecuaţiei (25), se obţine :

$$R\,\mathfrak{L}i+Lp\mathfrak{L}i-Li(0)+\frac{\mathfrak{L}i}{Cp}+\frac{i^{(-1)}(0)}{Cp}=\mathfrak{L}e$$

sau

$$\left(R+Lp+\frac{1}{Cp}\right)\mathfrak{L}i=\mathfrak{L}u \qquad (27)$$

în care s-a notat

$$\mathfrak{L}\,u=\mathfrak{L}e+Li(0)-\frac{i^{(-1)}(0)}{Cp}. \qquad (28)$$

Expresia

$$Z(p)=R+Lp+\frac{1}{Cp} \qquad (29$$

se numeşte impedanţa operaţională a circuitului. Expresia ei se reţine uşor, fiind analoagă cu expresia impedanţei complexe.

$$Z=R+j\omega L+\frac{1}{j\omega C}.$$

Cu aceasta, relaţia (27) se poate scrie :

$$Z(p)\cdot\mathfrak{L}i=\mathfrak{L}u,$$

care reprezintă legea lui Ohm în calculul operaţional.

Expresiile $Li(0)$ şi $\frac{i^{(-1)}(0)}{Cp}$ din relaţiile (28) reprezintă condiţiile iniţiale de funcţionare ale circuitului, care pot fi în general nule.

In acelaşi mod se transformă şi ecuaţia (26).

Pentru a vedea cum se utilizează calculul operaţional la studiul regimurilor tranzitorii în circuitele electrice, se vor studia cîteva cazuri particulare.

1. *Inchiderea unui circuit serie pe o forţă electromotoare constantă.* Fie un circuit serie format

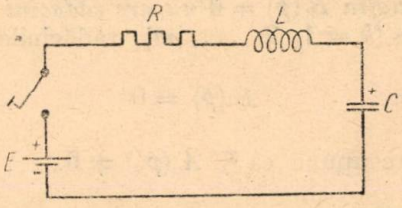


Fig. 3. Circuit serie cu R, L şi C.

dintr-o rezistenţă inductivă în serie cu un condensator (fig. 3), căreia la momentul $t=0$, i se

aplică o forță electromotoare constantă E. Se presupune că la momentul inițial, curentul din circuit și sarcina electrică a condensatorului sînt nule.

Impedanța operațională a circuitului, este dată de relația (29). Forța electromotoare fiind constantă, imaginea ei este (9)

$$\mathfrak{L}E = \frac{E}{p}.$$

Aplicînd circuitului legea lui Ohm, se găsește :

$$\mathfrak{L}i = \frac{E}{p} \cdot \frac{1}{R + Lp + \frac{1}{Cp}} = \frac{E}{L\left(p^2 + \frac{R}{L}p + \frac{1}{LC}\right)}.$$

Rădăcinile trinomului de la numitor fiind

$$p_1 = -\delta + \Omega' \quad \text{și} \quad p_2 = -\delta - \Omega'.$$

în care

$$\delta = \frac{R}{2L} \quad \text{și} \quad \Omega' = \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}},$$

originalul curentului i căutat se obține aplicînd relația (19). Se găsește astfel

$$i = \frac{E}{2\Omega' L}\varepsilon^{-\delta t}\left(\varepsilon^{\Omega' t} - \varepsilon^{-\Omega' t}\right) = \frac{E}{\Omega' L}\varepsilon^{-\delta t}\operatorname{sh}\Omega' t.$$

2. *Aplicarea unei forțe electromotoare constante unui circuit format dintr-o inductanță în serie cu un condensator șuntat cu o rezistență* (fig. 4).

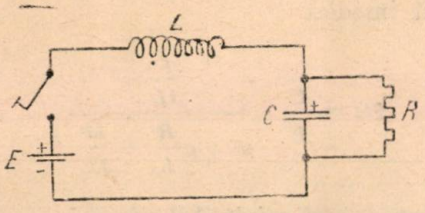


Fig. 4. Circuit serie cu inductanță și condensator imperfect.

Se presupune că la timpul $t = 0$, cînd se aplică circuitului forța electromotoare constantă E, în circuit nu există curenți sau sarcini electrice.

Impedanța operațională a circuitului se poate determina ușor aplicînd regulile de compunere ale impedanțelor. Ea este :

$$Z(p) = pL + \frac{R \cdot \frac{1}{Cp}}{R + \frac{1}{Cp}} = \frac{p^2LCR + pL + R}{pCR + 1}.$$

Imaginea forței electromotoare fiind

$$\mathfrak{L}E = \frac{E}{p},$$

aplicînd legea lui Ohm se găsește

$$\mathfrak{L}i = E\,\frac{pCR + 1}{p\,(p^2LCR + pL + R)}.$$

Polinomul de la numitor, avînd o rădăcină nulă, pentru găsirea originalului curentului se aplică relația (20) și se găsește

$$i = \frac{E}{R} + \frac{E}{2LCR\Omega'}\varepsilon^{-\delta t}\left[\left(CR + \frac{1}{p_1}\right)\varepsilon^{\Omega' t} - \left(CR + \frac{1}{p_2}\right)\varepsilon^{-\Omega' t}\right] = \frac{E}{R}\left\{1 - \varepsilon^{-\delta t}\left[\operatorname{ch}\Omega' t + \left(\frac{\delta}{\Omega'} - \frac{R}{\Omega' L}\right)\operatorname{sh}\Omega' t\right]\right\},$$

în care

$$\delta = \frac{1}{2CR} \quad \text{și} \quad \Omega' = \sqrt{\frac{1}{4C^2R^2} - \frac{1}{LC}},$$

p_1 și p_2 fiind rădăcinile trinomului de la numitor și care au expresia

$$p_{1,2} = -\delta \pm \Omega'.$$

In cazul cînd $\delta^2 < \frac{1}{LC}$, Ω' este imaginar și rădăcinile sînt complex-conjugate, expresia curentului avînd aceeași formă, cu deosebirea că funcțiile hiperbolice sînt înlocuite prin funcții circulare.

3. *Aplicarea unei forțe electromotoare sinusoidale unui circuit format dintr-o rezistență și o reactanță în serie.*

Fie

$$e = E\sqrt{2}\sin\omega t,$$

forța electromotoare care se aplică acestui circuit. Presupunînd că la timpul $t = 0$, înainte de închiderea circuitului, curentul în circuit este nul și aplicînd legea lui Ohm, se obține

$$\mathfrak{L}i = \frac{\mathfrak{L}e}{R + pL}.$$

Scriind sinusul sub formă exponențială cu ajutorul relațiilor lui Euler și ținînd seama de expresiile (10) și (11), se găsește

$$\mathfrak{L}e = \frac{E\sqrt{2}}{2j}\left(\frac{1}{p - j\omega} - \frac{1}{p + j\omega}\right) = E\sqrt{2}\,\frac{\omega}{p^2 + \omega^2}$$

astfel că imaginea curentului este dată de expresia

$$\mathfrak{L}i = \frac{\omega E\sqrt{2}}{(p^2 + \omega^2)(R + pL)}.$$

Numitorul acestei expresii avînd două rădăcini complexe conjugate, pentru găsirea originalului corespunzător se aplică relația (23). Se găsește

$$i = 2\Re\,[J_1) = 2\Re\left[\frac{E\sqrt{2}}{2j\,(R + j\omega L)}\left(\varepsilon^{j\omega t} - \varepsilon^{-\frac{R}{L}t}\right)\right] =$$

$$= \frac{E\sqrt{2}}{Z}\left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin\varphi\,\varepsilon^{-\frac{Rt}{L}}\right]$$

exponent în care s-a notat

$$R + j\omega L = Z\varepsilon^{j\varphi}$$

cu

$$Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$$

şi

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg} \frac{L\omega}{R} \qquad \left(0 \leqslant \varphi \leqslant \frac{\pi}{2}\right).$$

4. *Studiul pornirii unui motor electric de curent continuu.* Fie de rezolvat următoarea problemă : un motor de curent continuu de 24 kW şi 240 V, funcţionează cu excitaţie constantă şi este legat la reţea fără reostat de pornire. Viteza nominală a motorului este de 600 rot/min ; indusul are o rezistenţă de 0,12 Ω şi o inductanţă de 0,05 H ; momentul de inerţie al părţilor în mişcare este de 20 Ws^3.

Neglijînd toate pierderile mecanice, precum şi reacţiunea indusului, se cere să se determine curentul de pornire, presupunînd că motorul porneşte în gol.

In perioada tranzitorie de pornire a motorului, ecuaţia tensiunilor este :

$$U = E + Ri + L\frac{di}{dt}, \tag{30}$$

în care U este tensiunea reţelei,

E — forţa contra electromotoare,
R — rezistenţa indusului,
L — inductanţa indusului.

Forţa electromotoare a maşinii este dată de relaţia

$$E = \frac{p}{a} N_c \frac{n}{60} \Phi \text{ V}, \tag{31}$$

în care p este numărul de perechi de poli,

a — numărul de căi de curent,
N_c — numărul de conductori,
n — viteza maşinii în rotaţii pe minut,
Ω — fluxul util emis de inductori, în Wb.

Ţinînd seama că maşina lucrează cu excitaţie constantă (excitaţie separată), relaţia (31) poate fi scrisă

$$E = k\omega, \tag{32}$$

în care

$$\omega = \frac{2\pi n}{60} \text{ rad/s}$$

este viteza unghiulară a indusului.

Ecuaţia (30) devine :

$$U = k\omega + Ri + L\frac{di}{dt}. \tag{33}$$

Ecuaţia (33) conţine două necunoscute. Pentru rezolvarea problemei mai este necesară o ecuaţie pe care o obţinem scriind bilanţul energetic al fenomenului :

$$Uidt = Ri^2\,dt + d\left[\frac{1}{2} J\omega^2\right] + d\left[\frac{1}{2} Li^2\right]$$

în care J este momentul de inerţie al maşinii (indusului).

Deschizînd parantezele, se obţine :

$$Uidt = Ri^2\,dt + J\omega\,d\omega + Lidi \tag{34}$$

sau

$$U = Ri + J\frac{\omega}{i}\frac{d\omega}{dt} + L\frac{di}{dt}.$$

Comparînd ecuaţiile (33) şi (35), rezultă

$$i = \frac{J}{k} \cdot \frac{d\omega}{dt}, \tag{36}$$

pe care introducînd-o în ecuaţia (35), se obţine

$$\frac{JL}{k} \cdot \frac{d^2\omega}{dt^2} + \frac{RJ}{k} \cdot \frac{d\omega}{dt} + k\omega = U. \tag{37}$$

Aplicînd calculul operaţional şi ţinînd seama că la timpul $t = 0$, $\omega = 0$, ecuaţia (37) se poate scrie

$$p^2 \frac{JL}{k} \mathfrak{L}\,\omega + p\frac{RJ}{k}\mathfrak{L}\omega + k\mathfrak{L}\omega = \mathfrak{L}U,$$

care dă imediat

$$\mathfrak{L}\omega = \frac{U}{p} \cdot \frac{\frac{k}{JL}}{p^2 + p\frac{R}{L} + \frac{k^2}{JL}}. \tag{38}$$

Pentru a găsi originalul vitezei ω, numitorul expresiei (38) avînd o rădăcină nulă, se aplică relaţia (20). Se găseşte astfel

$$\omega = \frac{U}{k}\left[1 - \varepsilon^{-\delta t}\left(\operatorname{ch}\Omega' t + \frac{\delta}{\Omega'}\operatorname{sh}\Omega' t\right)\right] \tag{39}$$

în care

$$\delta = \frac{R}{2L} \quad \text{şi} \quad \Omega' = \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{k^2}{JL}}.$$

Curentul căutat se deduce din relaţia (36), găsindu-se

$$i = \frac{U}{L\Omega'}\varepsilon^{-\delta t}\operatorname{sh}\Omega' t. \tag{40}$$

Pentru ca problema să fie complet rezolvată, este necesar a se determina valoarea constantei k.

Din relaţia (32) rezultă că, atunci cînd maşina a ajuns la viteza de regim,

$$E = U,$$

deoarece s-a presupus că nu există nici un fel de pierderi. Rezultă dar

$$k = \frac{U}{\omega_n} = \frac{60\,U}{2\pi n}.$$

La acelaşi rezultat se ajunge dealtfel şi dacă în relaţia (39) se face $t = \infty$.

In cazul aplicaţiei numerice se găseşte :

$$\delta = 1{,}2 \quad \text{şi} \quad \Omega'^2 = -13{,}15 < 0,$$

rădăcinile sînt complexe şi deci sistemul este oscilant. Punînd

$$\Omega' = j\Omega$$

şi ţinînd seama că

$$\operatorname{sh} j\Omega t = j \sin \Omega t$$

relaţia (40) devine

$$i = \frac{U}{L\Omega} \varepsilon^{-\delta t} \sin \Omega t$$

sau numeric

$$i = 1320\, \varepsilon^{-1{,}2\, t} \sin 3{,}63\, t.$$

Pseudo-perioada acestei curbe este

$$T = \frac{2\pi}{\Omega} = 1{,}73 \text{ s}$$

iar decrementul logaritmic

$$\gamma = \delta T = 2{,}08.$$

Construcţia grafică a curbei curentului nu prezintă nici o dificultate.

5. *Rezolvarea unei probleme cu ajutorul tabelelor de transformare.* Pentru a vedea modul cum se rezolvă problemele cu ajutorul tabelelor de transformare, să tratăm exemplul 1 şi pe această cale. Utilizînd tabelele din Manualul Inginerului Electrician (pag. 429), se găseşte că relaţia (16)

$$\frac{1}{(p + \alpha_1)(p + \alpha_2)}$$

este analoagă cu expresia găsită pentru imaginea curentului

$$\mathfrak{L}i = \frac{E}{L} \frac{1}{p^2 + \frac{R}{L} p + \frac{1}{LC}} = \frac{E}{L} \frac{1}{(p - p_1)(p - p_2)}$$

p_1 şi p_2 fiind cele două rădăcini ale polinomului de la numitor şi care sînt

$$p_{1,2} = -\delta \pm \Omega'.$$

Din tabele rezultă că originalul funcţiei (16) este

$$\frac{\varepsilon^{-\alpha_1 t} - \varepsilon^{-\alpha_2 t}}{\alpha_2 - \alpha_1}.$$

Calculînd această expresie pentru cazul problemei studiate se găseşte

$$i = \frac{E}{L} \frac{\varepsilon^{(-\delta + \Omega')t} - \varepsilon^{(-\delta - \Omega')t}}{2\Omega'} =$$

$$= \frac{E}{2L\Omega'} \varepsilon^{-\delta t} (\varepsilon^{\Omega' t} - \varepsilon^{-\Omega' t}) = \frac{E}{L\Omega'} \varepsilon^{-\delta t} \operatorname{sh} \Omega' t.$$

Concluzii. Calculul operaţional este un instrument cu ajutorul căruia se pot rezolva cu suficientă uşurinţă problemele de fizică în care fenomenele pot fi exprimate prin ecuaţii diferenţiale liniare. El poate fi utilizat şi în rezolvarea problemelor în care apar ecuaţii cu derivate parţiale, ca de exemplu ecuaţia telegrafiştilor, a coardelor vibrante, a propagării undelor electromagnetice etc.

In aceste cazuri, ecuaţiile cu derivate parţiale se transformă în ecuaţii diferenţiale liniare simple, a căror soluţie constituie imaginea variabilei căutate şi al cărui original se găseşte fie direct, fie cu ajutorul tabelelor.

Pentru inginerul electrician calculul operaţional este un instrument foarte preţios şi toate publicaţiile moderne îl folosesc exclusiv în tratarea problemelor de regimuri tranzitorii.

Bibliografie

[1] *Antoniu I. S.* : Chestiuni speciale de electrotehnică. Bucureşti, 1952.

[2] *Litkin V. A.* şi *Cuznejov P. I.* : Spravocinic po operaţionomo iccislenii. Moscova, 1951.

[3] *Kontorovici M. I.* : Operaţionnoe isciislenie i nestaţionîe iavleniia v elecîriceskih ţepiah. Moscova, 1953.

[4] *Gardner M. F.* şi *Barnes J. L.* : Perehodvic proţessa v lineinah sistemah, Moscova, 1951.

[5] *Teumin I. I.* : Spravocinic po perehodnîm electriceschim proţessam, Moscova 1951.

[6] *Denis-Papin M.* şi *Kauffmann A.* : Cours de calcul operationnel, Paris, 1950.

[7] *Carson J. R.* : Elektrische Ausgleichvorgänge und Operatorenrechnung, Berlin, 1929.

[8] Manualul Inginerului Electrician, vol I, Bucureşti, 1953.

MAŞINI ELECTRICE CU ROTOR CONIC

Ing. V. BUNEA
Laureat al Premiului de Stat

După cîteva generalităţi asupra motoarelor cu rotorul conic, se trece la problemele constructive şi tehnologice, care se ivesc la execuţia unor asemenea motoare. Se dau formulele care determină micşorarea de dimensiuni a crestăturilor care rezultă după împachetarea tolelor stator şi rotor. Se descriu metodele tehnologice care pot fi folosite în mod economic, pentru executarea motoarelor asincrone cu rotorul conic. Se dau principiile şi formulele care trebuie să stea la baza proiectării matriţelor pentru ştanţarea şi decuparea tablei unor asemenea motoare.

Programul vast de măsuri, elaborat de partid şi guvern pentru dezvoltarea într-un timp scurt a agriculturii, cît şi necesitatea creerii pentru oamenii muncii a tot mai numeroase şi mai bune sortimente de produse de larg consum, impun sarcini multiple şi complexe tuturor sectoarelor industriale. Una din problemele ce preocupă în prezent — pe această linie — industria electrotehnică, este construcţia palanelor electrice.

Palanul electric răspunde cu succes necesităţii de mecanizare a muncilor de ridicare şi transport, prin calităţile sale deosebite. Această maşină electrică este uşoară, economică, necesită investiţii minime pentru instalare şi poate deveni un adevărat pod rulant printr-o adaptare potrivită.

Din motivele expuse succint mai sus, palanul electric îşi găseşte o largă întrebuinţare în sectoare foarte variate, din care vom cita numai cîteva mai importante :

— *în agricultură* (S.M.T.-uri, silozuri, etc.) ;
— *în industria uşoară* (fabrici de postav, ţesătorii, etc.) ;
— *în industria alimentară* (mori, fabrici de pîine, de conserve, etc.) ;
— *în industria chimică* (fabrici de lacuri şi vopsele, de medicamente, de îngrăşăminte artificiale, etc.) ;
— *în industria metalurgică* (fabrici producătoare de obiecte de larg consum, ateliere de reparaţii, etc.) ;
— *în industria ceramică* (fabrici de porţelan) ;
— *în industria materialelor de construcţii* (fabrici de ciment, cărămidă, etc.).

In general palanele electrice se construiesc pentru, sarcini ce nu depăşesc 5 t. Cele mai frecvente palane sînt cele pentru sarcini mici ce pot ajunge chiar pînă la 100 kg, necesare micii mecanizări în sectoarele amintite mai sus. Pentru sarcini mai mari se indică folosirea podurilor rulante.

La bibliografie sînt indicate unele lucrări din literatura tehnică [1], [2], [3], care tratează problemele construcţiei acestor palane.

Palanul electric, ca şi orice maşină de ridicat, este supus unor restricţii constructive, mai ales în ceea ce priveşte protecţia muncii. Din acest punct de vedere, unul din cele mai importante elemente constructive ale palanului este frîna, a cărei funcţionare ireproşabilă este absolut necesară. Introducerea motoarelor cu rotor conic a reuşit să aducă o simţitoare simplificare în construcţia palanelor şi o mărire a siguranţei de funcţionare în exploatare.

In fig. 1 este redat principiul de funcţionare al palanului, avînd motorul cu rotor tronconic. In *B* şi *B'* este reprezentată frîna. Cînd motorul nu este conectat la reţea, adică în stare de repaos, arcul *F* menţine rotorul *R* depărtat de stator, aşa cum se vede în jumătatea inferioară a fig.1. In *B'* frîna este blocată şi odată cu ea, întreg sistemul. In momentul în care motorul primeşte curent, statorul atrage rotorul în sensul micşorării întrefierului, învingînd forţa arcului *F*, aşa cum se vede în jumătatea superioară a fig. 1. In *B* (fig.1) frîna este deblocată şi întreg sistemul poate funcţiona nestînjenit. Rolul magnetului de frînă este îndeplinit de sistemul electromagnetic al motorului. Lipsa magneţilor de frînă aduce o simţitoare simplificare constructivă a palanului. De asemenea, robusteţea sistemului electromagnetic al motorului şi dimensionarea largă a acestuia, faţă de cea a magneţilor de frînă obişnuiţi, măreşte mult siguranţa de funcţionare a palanului. Apariţia forţei de atracţie axială dintre stator şi rotor se datoreşte faptului că acesta din urmă este conic. Intr-un punct oarecare de pe suprafaţa rotorului, forţa de atracţie dintre stator şi rotor are direcţia inducţiei, deci este perpendiculară pe suprafaţa rotorului şi poate produce o componentă în direcţia axului maşinii. Valoarea instantanee a acestei componente în unităţi raţionalizate este [4] :

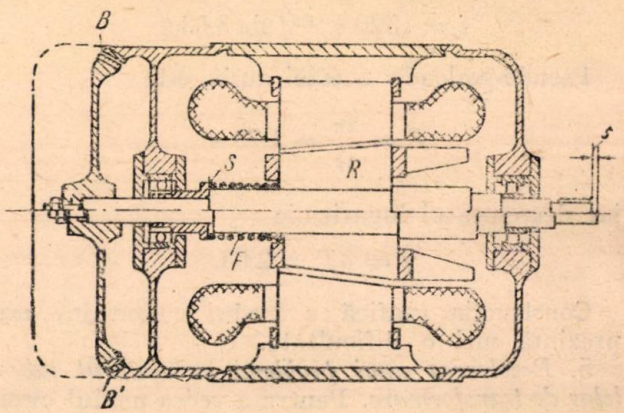


Fig 1. Principiul de funcţionare al motorului cu rotor conic

$$\frac{\sin \alpha}{2\mu_0} \int B^2 \, ds,$$

unde α este unghiul de înclinare al generatoarei conului față de axul mașinii, iar $\mu_0 \sim 1$ — permeabilitatea. Integrarea se întinde pe întreaga suprafață exterioară S a rotorului. Este evident că la motoare normale, cu rotorul cilindric ($\alpha = 0$), nu va putea apare o astfel de forță.

Palanele electrice se construiesc atît pentru alimentare în curent alternativ, cît și pentru alimentare în curent continuu. Literatura tehnică nu indică decît rar și succint metode pentru calculul acestor motoare și nu tratează o serie de probleme tehnologice legate de construcția unor asemenea motoare.

In prezenta lucrare se vor expune elementele tehnologice și constructive ale motoarelor cu rotorul conic, în măsura în care acestea se deosebesc de cele ale unui motor obișnuit, precum și principiile de calcul ale motorului asincron trifazat cu rotor conic, care intră în componența majorității palanelor. Urmează ca într-un viitor articol, să fie expuse principiile de calcul și pentru motorul de curent continuu cu rotorul conic. In felul acesta se va aduce o contribuție la umplerea golului care există în literatura de specialitate.

Probleme constructive

Executarea mașinilor electrice cu rotor conic nu prezintă dificultăți mari. Astfel, inovatorul Ștefan Gheorghe a executat acum cîțiva ani asemenea mașini cu ocazia reparării unui palan electric al unei întreprinderi din țară.

Realizarea s-a făcut cu cele mai simple și mai improvizate mijloace ale atelierului de reparații al uzinei respective. De asemenea, și în alte întreprinderi din țară s-au executat motoare electrice cu rotorul conic pentru înlocuirea altor motoare vechi și uzate.

Micșorarea spațiilor din crestătură rezervate bobinajului. Prin împachetarea tolelor oricărei mașini electrice, fie că este cazul de stator sau rotor, se pierde o parte din spațiul crestăturii. Această pierdere depinde de o serie de factori variabili, printre care principalul este calitatea mașinii de stanțat. Prin pilire sau printr-o operație echivalentă, dimensiunile crestăturii pot fi readuse la valorile dimensiunilor de stanțare. In practică acest lucru nu se face și nici nu se recomandă. De aceea, se ține seama că pentru bobinaj există un spațiu disponibil micșorat; drept primă indicație asupra valorilor pierderii spațiului crestăturii datorite împachetării, se pot folosi cifrele date de V. Șubovici [7].

Adeseori, crestăturile rotorului sau eventual ale statorului motoarelor normale se fac oblice [5]. In acest caz, crestătura face cu axul mașinii un unghi β (fig. 2). Din această cauză mai apare încă o pierdere a spațiului din crestătura respectivă, rezervat bobinajului. La mașini mici, această pierdere este importantă, ajungînd uneori la 0,2 și chiar la 0,3 mm. In literatura de specialitate, în majoritatea cazurilor, această pierdere nu este indicată. Rotoarele în colivie de veveriță primesc în cele mai dese cazuri crestături oblice.

Pierderea de spațiu este $b - b'$ și valoarea ei rezultă din relația (fig. 2):

$$b - b' = \frac{\Delta}{k_e} \operatorname{tg} \beta + \frac{b'}{\cos \beta} - b'.$$

Pentru un motor normal cu rotorul cilindric, unghiul β se ia ceva mai mare decît cel coresunzător pasului dentar, Se poate admite în medie, unghiul β fiind mic:

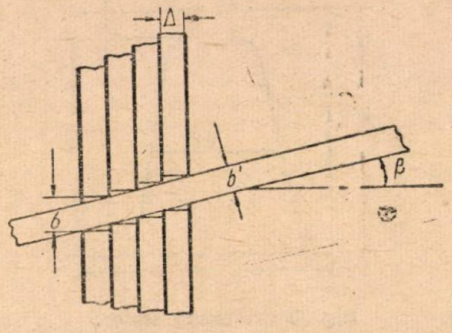


Fig. 2 Pierderea spațiului crestăturii datorit oblicității crestăturii.

$$\operatorname{tg} \beta \cong \beta = \frac{1{,}25\, \pi\, D_2}{l\, N_2} \qquad (1)$$

și

$$\cos \beta = 1.$$

In acest caz, pierderea din spațiul crestăturii, datorit oblicității, este:

$$b - b' = \frac{3{,}9}{k_e} \cdot \frac{\Delta D_2}{l\, N_2}. \qquad (2)$$

In aceste formule k_e este coeficientul de împachetare cuprins între 0,87 — 0,95 după felul de izolație al tolei, Δ grosimea tolei D_2 diametrul pachetului de tole și l lungimea lui geometrică, iar N_2 numărul de crestături.

Astfel, pentru rotorul unui motor mic, cu $D_2 = 80$ mm, $N_2 = 12$; $l = 60$ mm; $k_e = 0{,}88$ (izolația cu hîrtie); $\Delta = 0{,}5$ mm; rezultă $b - b' = 0{,}246$ mm. Pentru rotorii avînd colivia turnată din aluminiu, această pierdere poate fi neglijată. Dacă barele coliviei se introduc pe la unul din capetele crestăturii mai este necesar un plus de joc de $0{,}1 \div 0{,}2$ mm, după lungimea pachetului de tole. Acesta este necesar pentru a se ușura introducerea barelor. In cazul unor bare înalte, dreptunghiulare, care se introduc pe la partea superioară a coliviei, acest plus de joc poate fi omis. In concluzie, pentru a putea determina în mod just dimensiunile de ștanțare ale crestăturii, este necesar ca la grosimea b' a barei coliviei, care a rezultat din calculul electromagnetic, să se adauge:

a) pierderea de spațiu datorită împachetării;

b) pierderea de spațiu datorită oblicității crestăturii;

c) plusul de joc de $0{,}1 \div 0{,}2$ mm.

Pentru rotoarele cu colivia turnată, se pot omite pierderile de la pct. b și c.

Dacă rotorul este conic, problema se schimbă, deoarece în relaţia (2), D_2 nu este constant. De asemenea, pierderea de spaţiu datorită împachetării devine neprecisă, deoarece aceasta este dată în general în funcţiune de grosimea dintelui, care la un rotor conic este neuniformă în sens

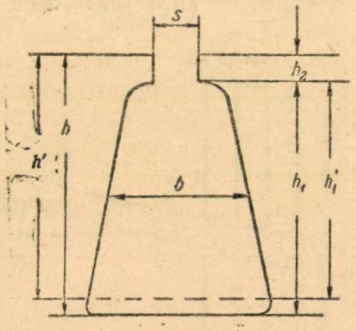


Fig. 3 Crestătură stator.

axial. In acest caz, autorul acestei lucrări recomandă ca pierderea de spaţiu să se determine pe următoarele considerente :

a) pierderea de spaţiu datorită împachetării să se ia cea corespunzătoare dintelui de grosime medie, adică dintelui aflat pe diametrul mediu ;

l) pierderea de spaţiu datorită oblicităţii crestăturii să se calculeze cu relaţia (2) corespunzînd diametrului maxim :

$$b - b' = \frac{3{,}9\ \Delta\ D_{2max}}{k_e\, l\, N_2}\ ; \qquad (3)$$

c) se menţine plusul de joc de 0,1 — 0,2 mm, după lungimea pachetului de tole, în cazul barelor introduse pe la un capăt. Formula (3) propusă, precum şi celelalte principii expuse s-au aplicat la una din fabricile de maşini din ţară, obţinîndu-se rezultate bune.

Pe lîngă categoriile de pierderi de spaţiu arătate mai sus şi care intervin de fapt la orice motor, la motoarele cu rotorul conic mai intervine o pierdere din spaţiul crestăturii, specifică acestei categorii de motoare. De data aceasta, pierderea nu se mai referă la lăţimea b a crestăturii, ci la înălţimea h a acesteia (fig. 3). In loc de a avea la dispoziţie pentru bobinaj întreaga înălţime de ştantare h respectiv h_1, conicitatea face ca să existe o pierdere din această dimensiune. In fig. 4, b Φ_1 şi Φ_2 sînt două diametre interioare, a două tole stator consecutive din pachetul stator. Spaţiul rămas disponibil pentru bobinaj are înălţimea h' respectiv h_1' (fig. 3). Se deduce uşor că pierderea de spaţiu exprimată cu notaţiile ce rezultă de mai sus şi din fig. 3 şi 4 este :

$$h_1 - h_1' = h_1 - (h_1 - d)\cos\alpha \qquad (4)$$

Mai departe

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{1}{2}\,\frac{\Phi_{max} - \Phi_{min}}{l} \qquad (5)$$

$$2d = \Phi_1 - \Phi_2 = \frac{\Delta}{k_e\, l}\,(\Phi_{max} - \Phi_{min}). \qquad (6)$$

Astfel, pentru un motor avînd $\Phi_{max} = 210$ mm ; $\Phi_{min} = 150$ mm ; $l = 120$ mm ; $k_e = 0{,}88$ şi $h_1 = 27$ mm, rezultă : $d = 0{,}142$ mm şi

$$h_1 - h_1' = 27 - (27 - 0{,}142)\ 0{,}97 = 1 \text{ mm}$$

adică o pierdere destul de însemnată. La această pierdere trebuie să se mai adauge pierderile de spaţiu datorite împachetărilor [7].

Aşa cum rezultă din fig. 4, b, înălţimea fantei h_2 a crestăturii se micşorează şi ea cu cantitatea d. In plus, mai intervin şi alte posibilităţi de micşorare ale acestei înălţimi, datorită dificultăţilor tehnologice de realizare a conicităţii, aşa cum se va vedea în cele ce urmează. Din acest motiv, se impune ca înălţimea h_2 a fantei crestăturii să fie dimensionată mai larg la motoarele cu rotor conic, decît la motoarele obişnuite cu rotorul cilindric. Autorul recomandă ca valoarea lui h_2 să fie cuprinsă între $1 \div 1{,}5$ mm. Cifra minimă corespunde palanelor cu sarcini de circa 200 kg, iar cifra maximă corespunde palanelor cu sarcini de 3 şi chiar 5 t. La motoarele obişnuite h_2 este în general cuprins între 0,5 şi 1 mm. Cifrele recomandate au fost verificate în practică cu rezultate bune.

In ceea ce priveşte crestătura rotorului maşinii, se va avea în vedere exact aceleaşi pierderi de spaţiu din înălţimea crestăturii, In general, rotorul este de tipul în colivie de veveriţă. Pentru motoarele pînă la maximum 4 — 5 kW întrebuinţate la palane, nu este necesară folosirea dublei colivii, sistemul cu bare înalte sau chiar

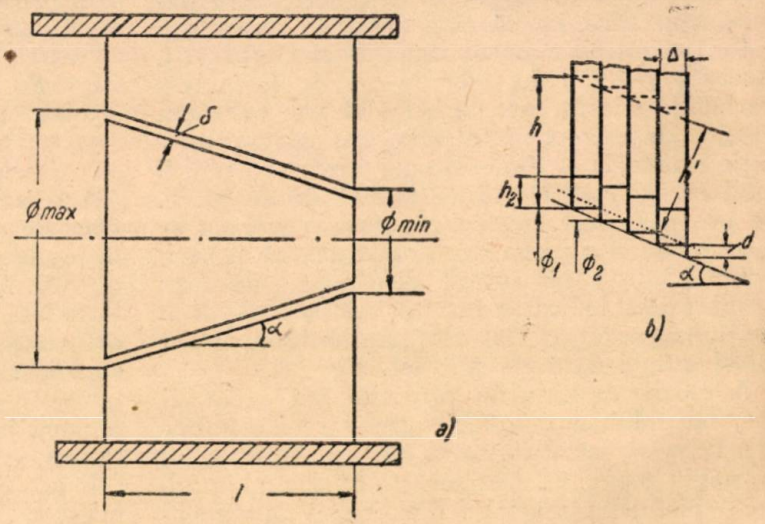


Fig. 4 Pierderi din spaţiul crestăturii datorit conicităţii

simpla colivie fiind suficiente. Din motive similare celor arătate, la crestătura stator, şi la rotor este necesar ca bara să fie situată cu 2 — 4 mm sub suprafaţa exterioară a rotorului (fig. 7, c).

Acest lucru duce în unele cazuri şi la micşorarea pierderilor în fier, aşa cum se va arăta într-un viitor articol.

Pierderile de spaţiu care s-au examinat pînă acum s-au determinat în ipoteza că fiecare tolă

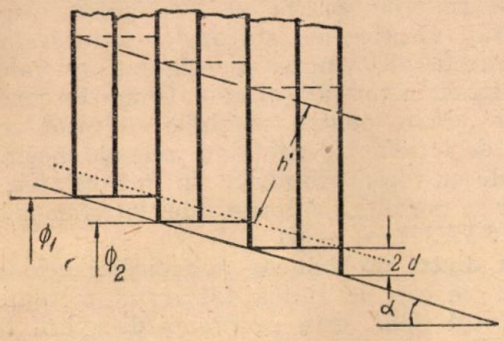


Fig. 5. Conicitate realizată din două în două tole.

făcînd parte din pachet este executată cu diametrul interior şi cu crestăturile respective corespunzătoare poziţiei în con a tolei.

Din motive economice este posibil — în anumite cazuri justificate — ca variaţia diametrului interior al tolelor stator, respectiv al diametrului exterior al tolelor rotor, să nu se facă de la tolă la tolă, ci din două în două tole. In acest caz, pierderea de spaţiu este evident mai mare decît în cazul prim, echivalînd cu dublarea grosimii tolei. Din această cauză se pot folosi formulele deduse (4), (5) şi (6), cu condiţia ca pentru valoarea grosimii de tolă Δ să se introducă valoarea corespunzătoare $2\,\Delta$. Din cele expuse în continuare, va reieşi că în general variaţia diametrului din două în două tole (fig. 5) nu este necesară, deoarece economia ce rezultă este neînsemnată.

Probleme tehnologice.

Problema tehnologică esenţială care se pune la executarea unui motor cu rotorul conic este confecţionarea tolelor. Acestea, după împachetare trebuie să dea conicitatea cerută pachetului statoric şi rotoric. Operaţia se poate executa pe o maşină obişnuită de ştanţat crestături, ca de exemplu, cea reprezentată în fig. 6.

Manivela 9 permite reglajul diametrului interior al statorului, respectiv diametrului exterior al rotorului. Variaţia acestui diametru este indicată cu precizie de gradaţiile de pe tamburul *10*.

Cînd se ştanţează tolele unui motor asincron obişnuit, cu rotorul cilindric, manivela 9 rămîne blocată. Cînd se vor stanţa tolele unui motor cu rotor conic, manivela 9 se va roti după ştanţarea fiecărei tole, astfel ca ştanţarea crestăturilor tolei care urmează, să se facă pe un alt diametru, corespunzător conicităţii respective.

Desenul de împachetare trebuie să conţină necondiţionat şi elementele constructive arătate în fig. 4, *a*. Pentru a se uşura execuţia, desenul trebuie să mai conţină şi elementele reprezentate în fig. 4, *b*, din care să rezulte dacă diametrul variază de la tolă la tolă (fig. 4 *b*) sau din două în două tole (fig. 5). De asemenea, este necesar să se cunoască şi diferenţa de diametru dintre două tole consecutive ale pachetului. Din fig. 4 *b* se deduce că această diferenţă are valoarea [v. şi relaţia (6)] :

$$\Phi_1 - \Phi_2 = \frac{\Delta}{k_e l}(\Phi_{max} - \Phi_{min}) \qquad (7)$$

valoare care este bine să fie indicată pe desen. In cazul variaţiei diametrului din două în două tole, se aplică formula (7), unde se înlocuieşte valoarea Δ cu $2\,\Delta$. Revenind la maşina de stanţat reprezentată în fig. 6 se vede că la trecerea de la o tolă la cea următoare, este necesară deplasarea matriţei 2 cu ajutorul manivelei 9.

Valoarea deplasării d este :

$$d = \frac{1}{2}(\Phi_1 - \Phi_2) = \frac{1}{2}\frac{\Delta}{k_e l}(\Phi_{max} - \Phi_{min}) \qquad (8)$$

Maşinile de stanţat tole de felul celei reprezentate în fig. 6 n-au în general tamburul indicator (*10*, fig.6) gradat suficient de fin. Foarte multe au numai 24 gradaţii. Acestea sînt suficiente pentru reglajul stanţării tolelor unui motor normal cu rotor cilindric, însă insuficiente pentru reglajul stanţării diferitelor tole ale unui motor cu rotorul conic. Aceste maşini pot fi totuşi

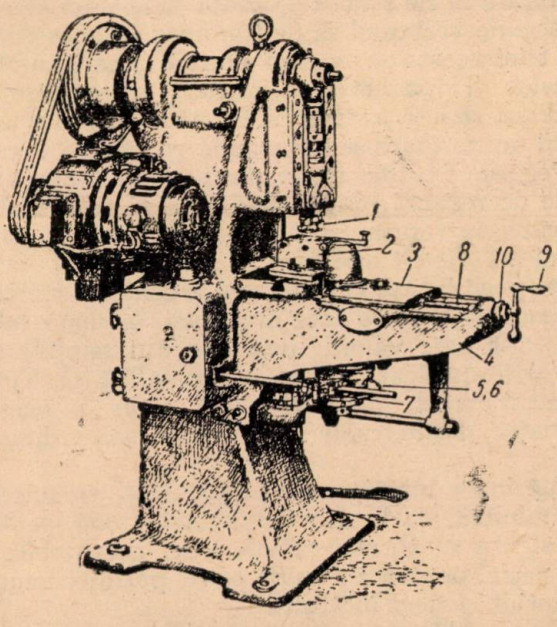


Fig. 6 Maşini de stanţat crestături :
1 — poanson ; *2* — matriţă ; *3* — pat mobil ; *4* — batiu ; *5-6* — roată dinţată şi frînă ; *7* — dispozitiv de avansare ; *8* — şurub de reglaj (spindlu) ; *9* — manivelă ; *10* — indicator gradat.

cu uşurinţă adaptate şi la o astfel de operaţie, dacă se schimbă tamburul cu 24 gradaţii (*10*) cu altul, care poate avea un diametru mai mare, însă prevăzut cu 100 sau chiar 120 gradaţii.

Din caracteristica constructivă a maşinii de stanţat crestături, se cunoaşte că la o rotire completă (100 gradaţii a tamburului), pasul şurubului de reglaj (*8*, fig. 6) este *s*.

În cazul tamburului cu 100 gradaţii, pentru fiecare tolă manivela 9 trebuie rotită cu valoarea γ dată de relaţia:

$$\gamma = \frac{50}{s} 2d, \qquad (9)$$

sau

$$\gamma = \frac{50\,\Delta\,(\Phi_{max} - \Phi_{min})}{k_e\, sl} \text{ gradaţii/tolă.} \qquad (9')$$

Se poate foarte uşor determina valoarea γ dacă pe desenul de împachetare valoarea $2d$ este arătată clar, aşa cum s-a recomandat mai sus (relaţia 9). In caz contrar se foloseşte direct relaţia (9').

Astfel, pentru motorul $\Phi_{max} = 210$ mm; $\Phi_{min} = 150$ mm; $\Delta = 0{,}5$ mm; $k_e = 0{,}88$; $s = 4$ mm; rezultă:

$$2d = \Phi_1 - \Phi_2 = \frac{0{,}5}{0{,}88 \cdot 120} (210 - 150) = 0{,}284 \text{mm}$$

$$\gamma = \frac{50}{4} 0{,}284 = 3{,}55 \text{ gradaţii/tolă.}$$

Organizarea lucrului se va face pe serii de maşini, stanţîndu-se un număr de tole dintr-o categorie, corespunzător numărului de motoare ce urmează să se execute. Numai după executarea acestui număr de tole se trece la o nouă poziţie a manivelei 9 (fig. 6).

De asemenea, este important ca ordinea de stanţare să fie strict respectată, tolele din aceeaşi categorie trebuind să fie timbrate în consecinţă. In felul acesta se va evita posibilitatea încurcării tolelor. Impachetarea urmează a se face în ordinea strictă a stanţării. In cazul fabricării unei serii de motoare se recomandă ca pentru fiecare categorie de tole să se stanţeze un număr de tole de rezervă, după experienţa şi tehnicitatea fiecărei întreprinderi. Este de dorit ca această cifră să fie cît mai mică, de exemplu 1—2%. Este posibil, aşa cum s-a mai arătat, ca variaţia diametrului să se facă din două în două tole; în acest caz, valorile rezultate din relaţiile (8) şi (9) se dublează. Nu se recomandă a se depăşi această cifră, deoarece după cum a reieşit, variaţia diametrului nu prezintă nici o dificultate.

Mărimea întrefierului δ (fig. 4, *a*) trebuie să fie minimă, ca la orice maşină asincronă, pentru a asigura motorului caracteristici acceptabile şi în special pentru a micşora pe cît posibil curentul absorbit şi deci încălzirea.

Cu această ocazie menţionăm că răcirea motoarelor asincrone, aşezate în interiorul palanelor, aşa cum este cazul general al motoarelor cu rotorul conic, este dificilă. Ventilaţia unui astfel de motor este foarte slabă, uneori nulă.

Pentru a putea realiza un întrefier mic, este necesar în primul rînd să se facă strunjirea (sau polisarea) atît a suprafeţei interioare a statorului, cît şi a suprafeţei exterioare a rotorului. Operaţia de strunjire trebuie judicios făcută, fără pierderi mari din dimensiunea de împachetare. Este de dorit să nu se depăşească linia punctată din fig. 4, *b*, cu mai mult de 0,1 — 0,2 mm.

Este *foarte important* ca strunjirea rotorului să se facă pe acelaşi strung pe care s-a strunjit statorul şi anume să urmeze imediat după acesta, *cu acelaşi reglaj de con al păpuşii mobile.* Numai în felul acesta se vor putea asigura conicităţi identice ale statorului şi rotorului şi deci întrefierul va putea fi asigurat ca valoare şi constant în tot lungul său. In aceste condiţii se pot admite pentru maşinile cu rotor conic valori de întrefier identice cu cele ale maşinilor normale cu rotor cilindric. In majoritatea cazurilor se pot alege valorile unui întrefier mărit, după STAS 1764 — 52 [8].

Una dintre problemele tehnologice cele mai dificile pe care le ridică fabricaţia motoarelor cu rotorul conic, este problema decupării tolei rotor din tola întreagă, după ştanţarea crestăturilor statorice, care are un aspect economic esenţial. La tolele motoarelor normale cu rotorul cilindric, această decupare se face adeseori prin ştanţarea întregei circonferinţe. Matriţele respective poartă obişnuit numele de matriţă de diametru. Uneori se foloseşte şi decuparea cu foarfeca circulară [10]. Avînd însă în vedere imprecizia ei, în majoritatea cazurilor, folosirea foarfecii circulare este evitată, în special cînd interiorul statorului nu se mai strunjeşte.

In ceea ce priveşte motoarele cu rotor conic, decuparea fiecărei tole cu crestăturile statorice ştanţate printr-o matriţă de diametru constituie o serioasă risipă de material, care nu poate fi rentabilă. Un calcul sumar ne poate ilustra acest lucru. Pentru un motor avînd lungimea de 120 mm sînt necesare circa $2 \cdot 120 \cdot 0{,}88 = 212$ tole de diametre interioare diferite, care la rîndul lor necesită 212 matriţe de diametru. Deoarece o asemenea soluţie nu poate fi luată în considerare vom examina posibilitatea reducerii numărului matriţelor de diametru, reducere pe deplin posibilă.

Presupunînd că stanţarea crestăturilor stator se face cu reglaj de la tolă la tolă, după cum s-a recomandat anterior, ne propunem ca numărul de matriţe de diametru pentru decuparea tolei rotor din tola stator să fie redus pentru exemplul concret arătat în fig. 7, *a*-la 11 bucăţi. Acest lucru se poate realiza împărţind pachetul de tole în $11 - 1 = 10$ pachete, avînd 12 mm fiecare.

Tolele rotor obţinute, care alcătuiesc pachetul notat cu *I* (fig. 7, *a*), nu mai pot fi întrebuinţate la motorul respectiv, ele putînd fi eventual folosite pentru alte tipuri de motoare. Pe de altă parte, este necesară confecţionarea din nou a tolelor rotor, care alcătuiesc pachetul notat cu *II* (fig. 7, *a*). Toate celelalte tole rotor, deci marea majoritate, se obţin din decuparea tolei întregi după ştanţarea crestăturilor stator. Se vede uşor că matriţa care decupează crestătura stator trebuie astfel executată, încît la ştanţare, fanta crestăturii să fie mărită cu 3 mm, adică cu distanţa dintre stator şi rotor arătată în fig 7, *a*.

In consecinţă, la ştanţare fanta crestăturii trebuie să fie de 1,5 + 3 = 4,5 mm (fig. 7 *b*). Linia AB şi *CD* reprezintă în fig. 7, *a*, fundul crestăturii la stator, respectiv la rotor. Cele 11

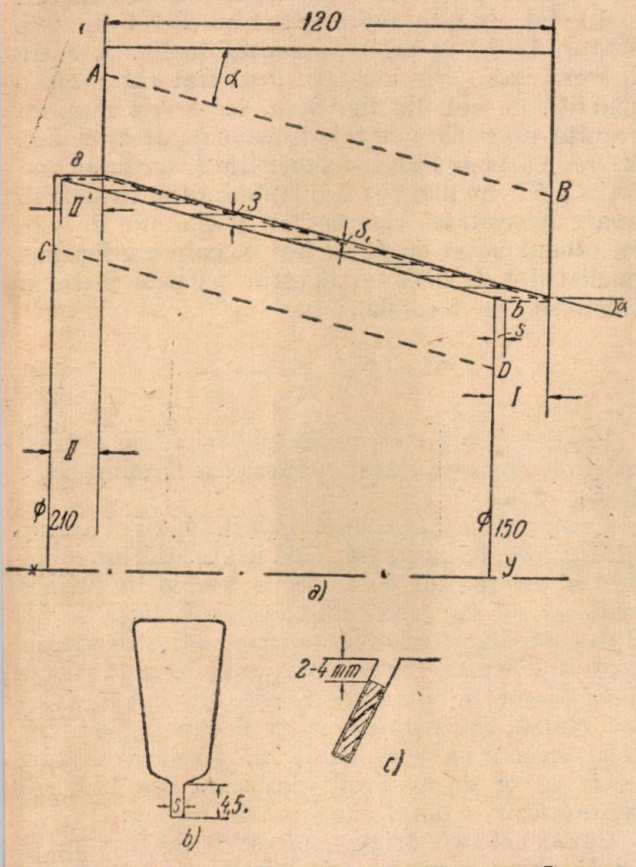


Fig. 7 Sistem tehnologic de realizare a unui motor cu rotorul conic.

matriţe de diametru se pot reduce la 9 dacă se ţine seama de faptul că tolele rotor care alcătuiesc pachetele *I* şi *II* pot avea toleranţe mari şi anume tolele pachetului *II* toleranţe în plus, iar tolele pachetului *I*, toleranţe în minus. Astfel, pentru decuparea lor se pot folosi matriţe existente apropiate sau eventual foarfecele circular. La proiectarea matriţei de crestătură trebuie să se ţină seama de faptul amintit în exemplul de mai sus, că fanta crestăturii ştanţate trebuie să rezulte mărită cu o cantitate adiţională *m* :

$$m = \frac{\Phi_{max} - \Phi_{min}}{2\,(n-1)} \qquad (10)$$

unde *n* este numărul de matriţe la care se doreşte să se ajungă. Valoarea cantităţii adiţionale *m* trebuie însumată cu valoarea h_2 fixată de constructor (fig. 3). De asemenea, mărimea pachetelor *I* şi *II* care se pierde, respectiv care se adaugă, se calculează exact, ţinîndu-se seama şi de mărimea întrefierului δ (fig. 7, *a*), la care se doreşte a se ajunge.

$$\delta_1 = \frac{\delta}{\cos\alpha}.$$

Pentru conicităţile uzuale se poate admite $\delta = \delta_1$. In aceste condiţii se vede din fig. 7, *a*, că o parte din tolele pachetului *I* nu sînt pierdute, ci trebuie folosite din ele un număr care corespunde mărimii *s* (fig. 7, *a*)

$$s = \frac{\delta_1}{\operatorname{tg}\alpha} = \frac{\delta}{\sin\alpha}. \qquad (11)$$

Cu aceeaşi cantitate trebuie redus şi pachetul *II* care devine :

$$II' = \frac{l}{n-1} - \frac{\delta}{\sin\alpha}. \qquad (12)$$

Reiese acum motivul pentru care s-a recomandat ca fanta h_2 a crestăturii să fie mărită. Aceasta este siguranţa care trebuie acordată acestei tehnologii, care este mai complicată decît a unui motor obişnuit.

Pentru o fabricaţie de serie mai mică, o altă metodă mult mai bună şi mai economică este tăierea cu foarfeca circulară. In acest caz nu mai este necesară nici o matriţă de diametru. Tăierea se va urma tot pe pachete, la fel cum s-a arătat anterior pentru o serie de matriţe de diametru. Foarfeca circulară nu dă în general o precizie prea mare. Cu metoda expusă şi dacă dimensiunile fantei la stator şi la rotor sînt alese după recomandările din prezenta lucrare, precizia foarfecii circulare obişnuite este suficientă. Se poate chiar mări numărul de pachete cu diametre interioare diferite pentru a se reduce pierderea, trebuie însă introdusă o operaţie de reglaj a foarfecii pentru fiecare categorie de tole. Din această cauză, socotim că nu este util să se mărească exagerat numărul pachetelor de tole. Autorul recomandă ca lăţimea pachetelor să fie cuprinsă între 5 şi 12 mm, după mărimea motorului.

Stanţarea crestăturilor rotor, pe tolele astfel decupate şi avînd diametre exterioare atît de diferite, se va face tot cu reglaj la fiecare tolă ca şi la stator. Verificarea ştanţării corecte trebuie să se facă prin măsurarea diametrului format de fundul crestăturilor. Acest lucru înseamnă verificarea exactităţii liniei *CD* (fig. 7, *a*).

O altă metodă de decupare a tolei rotor din tola întreagă este decuparea simultană cu ştan-

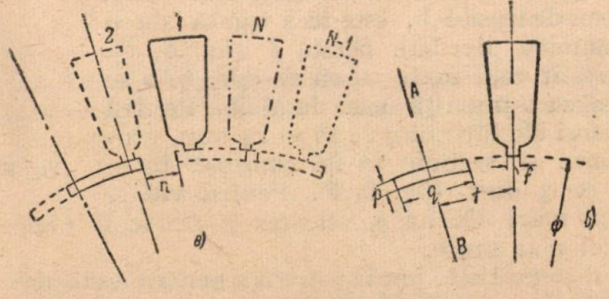


Fig. 8 Sistem de decuparea diametrului simultan cu ştanţarea crestăturilor.

ţarea crestăturilor, metodă asemănătoare principial cu aceea expusă de Moscovschi I.M. [10, pag. 123]. In fig. 8, *b* este arătat sistemul de

matriţare, iar în fig. 8, *a*, s-au arătat cîteva ştanţări (1, 2, *N*, *N* — 1). Simultan cu ştanţarea crestăturii se decupează şi o porţiune din diametru notată *q* în fig. 8. Se deosebesc două sisteme de tăiere. Cînd axa *AB* este aşezată exact pe axa unui dinte, în care caz porţiunea *q* trebuie să fie ceva

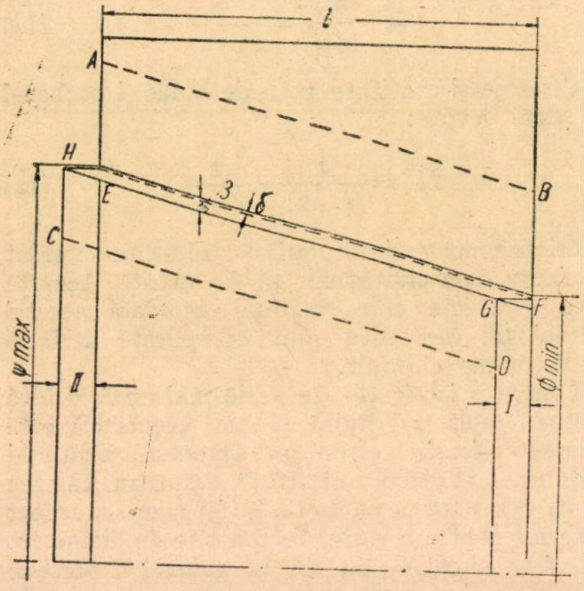


Fig. 9 Formarea pachetelor stator şi rotor prin decuparea cu matriţă de tipul fig 8, *b*.

mai mare decît lăţimea dintelui, pentru a asigura o decupare completă. Dacă axa *AB* (fig. 8, *b*) este deplasată faţă de axa dintelui, cu o mărime mai mare decît fanta crestăturii, lăţimea *q* (fig. 7, *b*) trebuie să depăşească cu ceva pasul dentar t_z. Pentru acest caz *q* este dat de relaţia (13)

$$q = t_z + k. \qquad (13).$$

Pentru maşini normale, valoarea *k* este de dorit să fie cît mai mică, obişnuit 0,5 — 1,5 mm. Pentru maşinile cu rotorul conic, nu poate fi luat în consideraţie primul sistem, deoarece t_z este variabil pentru diferitele tole. De aceea, la aceste categorii de motoare construcţia matriţei de tip fig. 8, *b*, n-ar putea satisface decît sistemul al doilea. Relaţia (13) este rar folosită pentru motoarele normale, sistemul prim fiind mai avantajos, aşa cum va rezulta şi din cele expuse în continuare. Intotdeauna folosirea matriţelor de tipul 8,b, este însă legată de o anumită pierdere notată *p* (fig. 8, *b*), cu atît mai mare cu cît se doreşte a se realiza o matriţă mai durabilă. Pentru valori ale lăţimii *q* de 10 — 15 mm, grosimea *p* trebuie să fie cuprinsă între 2 şi 3 mm (fig. 8, *b*). Pentru valori mai mari ale lui *q*, valoarea *p* poate fi eventual mai mare.

Sistemul este foarte potrivit şi pentru motoarele normale cu rotorul cilindric. La aceste motoare însă, tolele rotor care rezultă nu mai pot fi folosite pentru acelaşi motor, ele urmînd a fi întrebuinţate pentru alte rotoare mai potrivite, sau eventual pentru statoarele unor motoare mai mici. Pentru o fabrică de maşini electrice bine organizată, acest lucru nu reprezintă o pierdere. Sistemul poate fi folosit şi pentru tolele motoarelor cu rotor conic, cu diferenţa că cea mai mare parte din tolele decupate pot fi întrebuinţate chiar la rotorul aceluiaşi motor.

In fig. 9 este reprezentat pachetul de tole stator, la fel ca cel reprezentat în fig. 7, *a*. In ipoteza ştanţării crestăturilor statorului cu o matriţă ca cea din fig. 8, *b*, cu $p = 3$ mm, va rezulta un pachet de tole limitat de dreapta *EF*. Se vede şi aici că tolele pachetului *I*, corespunzînd lăţimii *GF* nu mai pot fi întrebuinţate. In schimb apare necesitatea completării pachetului de tole cu plusul notat cu *II* în fig. 9, care are lăţimea pachetului *I*. Lăţimea acestor pachete poate fi calculată cu formula :

$$I = II = \frac{p}{\operatorname{tg}\alpha} - \frac{\delta}{\sin\alpha}. \qquad (14)$$

Pentru $p = 3$ mm, pachetele *I* şi *II* au aceeaşi mărime ca şi cele arătate pentru cazul reprezentat în fig. 7 *a*.

Pentru proiectarea unei matriţe de tipul arătat în fig. 8, *b*, necesară executării tolelor unui motor cu rotorul conic, este nevoie în primul rînd să se cunoască diametrul Φ (fig. 8, *b*). Cu acest diametru unic ar urma să se decupeze toate tolele care — cu excepţia unei singure tole vor avea diametre interioare diferite de Φ. Din această cauză, după stanţarea şi decuparea acestor tole, acestea nu vor mai fi mărginite de cercuri perfecte ci de un profil dantelat, aşa cum s-a reprezentat — puţin exagerat în fig. 10.

Cazul cel mai defavorabil ar fi cel în care Φ ar fi chiar unul din diametrele de capăt ale conului, Φ_{max} sau Φ_{min}. Dacă s-ar alege pentru Φ valoarea Φ_{min}, dantelarea cea mai pronunţată ar fi pentru tola cu Φ_{max}. In acest caz, *N* fiind numărul de crestături stator şi avînd în vedere că unghiul $\frac{180^0}{N}$ este mic, rezultă cu mare aproximaţie din figura 10 *b*, valoarea vîrfului *f* :

Fig. 10 Profilul rezultat după decuparea cu matriţa de tipul fig. 8

$$f = \frac{1}{2}(\Phi_{max} - \Phi_{min})\left(1 - \cos\frac{180^0}{N}\right). \qquad (15)$$

De exemplu, pentru maşina avînd datele arătate în fig. 7, *a* şi avînd $N = 36$ crestături, rezultă pentru *f* valoarea $f = 0{,}114$ mm. Această valoare este cu totul neglijabilă, fiind acoperită de înălţimea fantei crestăturii, care este aleasă

de 1 — 1,5 mm. Se vede din acest exemplu că nu are nici o importanţă faptul că după decuparea cu o matriţă de tipul fig. 8, *b*, tolele ies dantelate. Dacă pentru Φ se alege valoarea Φ_{min}, tolele stator şi rotor au o dantelare cu vîrfurile spre interior, iar dacă se alege pentru Φ valoarea Φ_{max}, dantelarea are vîrfurile spre exterior. Se aminteşte că motoarele cu rotor conic trebuie aproape în totdeauna strunjite la interiorul statorului, respectiv la exteriorul rotorului. Autorul recomandă să se aleagă pentru Φ diametrul mediu al conului. In felul acesta f_{max} care rezultă, este şi mai mic

$$f_{max} = \frac{1}{4}(\Phi_{max} - \Phi_{min})\left(1 - \cos\frac{180^0}{N}\right). \quad (16)$$

Inafară de alegerea diametrului Φ, pentru proiectarea matriţei de tipul fig. 8, *b*, trebuie să ne fixăm şi asupra celorlalte dimensiuni arătate, şi anume, asupra valorilor q şi t. Pentru aceasta trebuie să ţinem seama de o serie de consideraţii. Dacă se alege pentru t chiar valoarea pasului dentar corespunzînd la Φ_{max}, adică $t_{z_{max}}$, ar putea rezula la stanţarea tolei cu Φ_{min} o lăţime de decupare prea mare, astfel încît maşina de stanţat s-ar putea să nu mai reuşească să stanţeze ultima crestătură. Dacă se alege pentru t valoarea $t_{z_{min}}$, decuparea tolelor cu diametrele mari, spre Φ_{max}, ar putea fi incompletă. Cazul prim este mai grav, deoarece în cazul al doilea se poate completa decuparea prin organizarea unei operaţii suplimentare. Se poate evita o asemenea operaţie dacă se renunţă la dorinţa ca tolele unui motor să fie decupate cu matriţa reglată o singură dată pe maşina de stanţat, ceea ce este recomandabil pentru fabricaţia unor motoare electrice de bună calitate şi totodată economice. Această dificultate se poate rezolva în majoritatea cazurilor printr-o alegere potrivită a lui k din relaţia (13). Autorul recomandă pentru determinarea acestor dimensiuni să se folosească următoarele principii:

1. Se alege pentru t [mm] (fig. 8, *b*) valoarea:

$$t = t_{z_{max}} = \frac{\pi \Phi_{max}}{N} \text{ mm.}$$

2. Se alege pentru q [mm] valoarea cea mai mică din expresiile:

$$q = 2\ t_{z_{max}} - 2r - s \quad (17)$$

$$q = 2\ t_{z_{min}} - r \quad (18)$$

unde s este lăţimea fantei crestăturii în mm (fig. 3), iar r în mm fig. 8, *a* este ultima porţiune de material care mai antrenează tola cînd matriţa va decupa şi stanţa ultima crestătură notată N în fig. 8, *a*. Valoarea minimă a lui r se poate lua cu suficientă aproximaţie din tabela 1.

3. Se verifică dacă q [mm] satisface relaţia

$$q \geqslant b_{z_{max}} + 0{,}3 \quad (19)$$

unde $b_{z_{max}}$ este lăţimea dintelui corespunzător la Φ_{max} în mm.

Cînd q nu satisface această relaţie, înseamnă că un anumit număr de tole, şi anume cele avînd

Tabela 1

Diametrul exterior al tolei stator mm	r mm
100—180	5
181—250	6
251—330	8
331—423	10
423—565	14

diametre mari aproapiate de Φ_{max} nu vor fi decupate complect şi va fi necesar pentru acestea să se prevadă o decupare suplimentară. Această decupare este foarte simplu de executat. Procentul $X\%$ de asemenea tole, pentru care este necesară o operaţie de decupare suplimentară, poate fi calculat cu suficientă aproximaţie din relaţia:

$$X\% = 105\,\frac{b_{z_{max}} + 0{,}3 - q}{b_{z_{max}} - b_{z_{min}}}. \quad (20)$$

Toate dimensiunile în milimetri.

O examinare mai atentă a acestor formule duce la concluzia că în acest mod se va reuşi să se obţină cel mai mic număr de tole. $X\%$ necomplet decupate. Astfel, pentru maşina cu datele arătate în fig. 7, *a*, cu $t_{z_{max}} = 18{,}3$ mm, $t_{z_{min}} = 13{,}1$ mm, $s = 3$ mm, $b_{z_{max}} = 18{,}3 - 3 = 15{,}3$ mm, se deduce:

1. Diametrul exterior al tolelor fiind 280 mm rezultă din tabela 1

$$r = 8 \text{ mm.}$$

2. Formulele (17) şi (18) dau pentru q valorile:

$$q = 2 \times 18{,}3 - 2 \times 8 - 3 = 17{,}7 \text{ mm;}$$

$$q = 2 \times 13{,}1 - 8 = 18{,}1 \text{ mm.}$$

Se alege pentru q valoarea cea mai mică $q = 17{,}7$ mm.

3. Se verifică relaţia (19)

$$17{,}6 > 15{,}3 + 0{,}3; \qquad 17{,}6 > 15{,}6 \text{ mm.}$$

Rezultă că nu vom avea la acest motor tole incomplet decupate.

Este necesar să se atragă atenţia ca maşina de stanţat tolele să fie bine pusă la punct şi matriţa bine ascuţită, deoarece valorile lui r din tabela 1 sînt valori minime şi nu se va putea asigura înaintarea tolei în vederea stanţării ultimei crestături dacă nu se iau aceste măsuri. Adesea, este necesară o susţinere cu mîna a tolei stator, cînd se ajunge la ultima crestătură.

Decuparea tolei, arătată mai sus, se face simultan cu stanţarea crestăturilor, fie ale rotorului, fie ale statorului şi anume cu cele cu care se începe. Este cu mult mai avantajos să se înceapă cu crestăturile statorului, tola rămasă

fiind cea a rotorului şi numai în cazuri excepţionale şi bine justificate, să se înceapă cu crestăturile rotorului, tola rămasă după decupare fiind cea a statorului.

Un sistem de stanţare şi decupare verificat cu succes la una din fabricile de maşini electrice din ţară, similar cu cel descris, este folosirea unei matriţe, care în vederea decupării, în loc să stanţeze porţiunea $q \times p$ (fig. 8), face numai

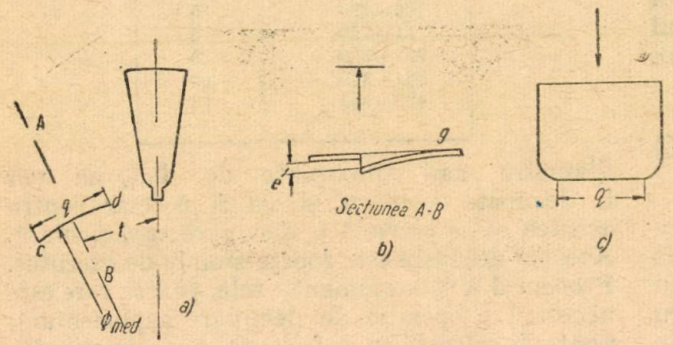


Fig. 11 Sistem de decuparea diametrului simultan cu stanţarea crestăturilor.

o singură operaţie de forfecare. In fig. 11 se poate vedea cum arată tola după o stanţare cu asemenea matriţă. Porţiunea $q \times p$ din fig. 8, *b*, este înlocuită cu simpla tăietură *cd* din fig. 11, *a*. Intre *c* şi *d*, tola rămasă după decupare are forma de albie (fig. 11, *b*). Forfecarea trebuie astfel făcută, încît deplasarea maximă notată cu *e* în fig. 11, *b*, să fie cît mai mică (1 — 2 mm). Către extremităţile *c* şi *d*, această deplasare se micşorează pînă la 0, pentru ca în aceste puncte tola să nu se rupă. Pentru a se putea realiza o astfel de tăietură, poansonul se execută către margini cu o curbură în sus (fig. 11, *c*). Exactitatea valorii *q* a lăţimii tăieturii, se obţine prin lăsarea mai mult sau mai puţin în jos a poansonului. Din cauza acestui reglaj, aplicarea acestui sistem este ceva mai dificilă, însă această dificultate este compensată de faptul că pachetele notate cu *I* şi *II* din fig. 9, dispar. Din această cauză, nu vor rezulta tole rotor pierdute pentru motorul respectiv şi nici nu vor fi necesare alte tole rotor suplimentare. Sistemul acesta însă nu va putea fi aplicat dacă tola este de o calitate prea casantă. Aceasta deoarece la stanţare ar putea rezulta în punctele *c* şi *d* (fig. 11, *a*) spargeri ale tolei. După decupare, partea rămasă este puţin deformată, avînd marginile lăsate, începînd de la pct. g (fig. 11, *b*). Această deformaţie este însă neglijabilă din cauza elasticităţii tolei; în cazul contrar, înainte de a se începe stanţarea crestăturilor rotor, tolele vor fi supuse unei operaţii de îndreptare. In ceea ce priveşte dimensionarea matriţei necesară obţinerii tăieturii din fig. 11, *a*, este uşor de văzut că se poate aplica exact metoda arătată la matriţa de tipul fig. 8, *b*, matriţa de tipul secund fiind în realitate identică cu cea de tipul prim, însă $p = o$.

Cu aceasta se poate considera că au fost atinse problemele tehnologice importante ale fabricaţiei de motoare asincrone cu rotor conic, în măsura în care se deosebesc de execuţia motoarelor normale. Soluţiile arătate au fost verificate în practică la una din fabricile de maşini electrice din ţară, cu rezultate bune.

Intr-un număr viitor se va trata problema calculului electromagnetic al motoarelor asincrone cu rotorul conic.

Bibliografie

[1] *Spivacovschi A.O.* şi *Rudenco N.F.*: Maşini de ridicat şi transportat (Trad. din limba rusă), Ed. Tehnică, 1953.

[2] *Spiţîna I.O.*: Cărucioare de monorai. Maşghiz. Moscova, 1950.

[3] *Petrenco O.S.*: Transportul pe căi suspendate în interiorul uzinei, Maşghiz, Moscova 1949.

[4] *Crug C. A.*: Bazele electrotehnicii, vol. I (Trad. din limba rusă), Ed. Tehnică, 1952.

[5] *Piotrovshi L.M.*. Maşini electrice, (Trad. din L. rusă), Edit. Energetică de Stat 1953.

[6] *Costenco M.P.*: Maşini electrice, vol. II, Gosenergoizdat, Moscova. Leningrad, 1949.

[7] *Subovici V.*: Miezurile magnetice lamelate ale maşinilor electrice, Rev. ASIT-Electricitatea, Nr. 10-11. 1951.

[8] STAS 1764-52: Motoare asincrone trifazate pînă la 100 kW şi pînă la 500 V.

[9] *Postnicov I.M.*: Proectarea maşinilor electrice, Gostehizdat, Kiev, 1952.

[10] *Moscovschi I.M.*: Tehnologia construcţiei maşinilor electrice, (Trad. din l. rusă), Editura Energetică de Stat, 1953.

★

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ С КОНИЧЕСКИМ РОТОРОМ

Резюме

После изложения некоторых общих сведений о двигателях с коническим ротором, переходится к конструктивным и технологическим вопросам появляющимся при исполнении подобных двигателей Даются формулы которые определяют уменьшение пазовых размеров получающееся после упаковки статорных и роторных пластин.

Описываются технологические методы которые могут использоватся экономично для исполнения асинхронных двигателей с коническим ротором.

Даются принципы и формулы на которых основывается проектирование штампов для штамповки и вырезки пластин для подобных двигателей.

1110 Elmech/55
LEFORDITVA

PERII DE CĂRBUNE PENTRU MAŞINI ELECTRICE

Ing. D. MEHEDINŢI

Se trece pe scurt în revistă dezvoltarea paralelă a periilor şi maşinilor electrice. Se aduce în discuţie alegerea unor criterii de clasificare a periilor, pentru a da finalmente un tabel cu totul general de clasificare, precum şi două tabele conţinînd modul de încadrare a diferitelor fabricate străine în clasificarea arătată şi deci se indică posibilităţile de înlocuire. Insfîrşit, se propune o anchetă pentru determinarea suprafeţelor optime de răcire a colectoarelor, funcţie de tipul maşinii şi periile ce s-ar putea întrebuinţa.

Atît în fabricarea maşinilor electrice, cît şi în special în exploatarea lor se pune problema alegerii unei calităţi de perie cît mai potrivite condiţiilor respective de funcţionare. Din acest punct de vedere există în literatură destul de puţine indicaţii, astfel încît cei interesaţi nu dispun de un material sistematizat, de care să se poată folosi direct. De obicei fabricile de maşini determină calitatea periei optime prin tatonări, iar exploatarea se mulţumeşte cu comandarea periei prescrise de fabricantul maşinii. Dacă periile originale nu mai pot fi procurate, înlocuirea lor devine de obicei o problemă pentru rezolvarea căreia este greu de asumat o răspundere. Incercarea de schimbare a periilor cu altele de fabricaţie diferită, a dus uneori în exploatare la distrugerea colectoarelor sau cel puţin la un consum mult mărit de perii. Consumul mare în acest domeniu, cît şi preţul ridicat al materialului a dus la apariţia unui mare număr de mici fabricanţi şi cooperative a căror producţie cu totul neomogenă a mărit şi mai mult dificultatea echipării corecte a sistemului de colectare la maşinile electrice. Faţă de situaţia arătată, prezentul articol îşi propune să examineze problema periilor în general şi să pună la dispoziţia celor interesaţi mijloacele necesare unei cît mai juste alegeri a periilor pentru maşinile respective. De asemenea sînt discutate cîteva aspecte ale fenomenelor fizice din contactul alunecător, fenomene a căror înţelegere ajută la recunoaşterea şi înlăturarea defectelor sistemului de comutaţie. Lucrul acesta este foarte necesar, deoarece o maşină defectă nu poate fi reparată prin schimbarea calităţii periilor de cărbune.

Evoluţie. [1]. Periile de cărbune s-au dezvoltat paralel cu maşinile electrice şi după necesităţile lor. Astfel, primele perii aşezate pe inelul Gramme au fost de fapt două lame de cupru tare, aşa cum şi astăzi se întîlnesc în schemele de principiu ale maşinilor electrice. Chiar de la început s-a observat că lamele de cupru uzează foarte repede inelul bobinat cu sîrmă de alamă. De aceea, s-a subdivizat lama în fire subţiri elastice, care sub formă de mănunchi a primit numele sugestiv de perie. Acest nume se menţine şi astăzi pentru electrozii de colectare a maşinilor electrice, deşi acum nu mai au nimic din forma sau constituţia periei iniţiale. Imediat după apariţia maşinilor electrice, acestea au cunoscut o dezvoltare vertiginoasă datorită calităţilor cunoscute. Astfel puterea maşinilor a manifestat imediat tendinţa de a creşte din motive economice şi constructive; iar tensiunea de la borne a arătat aceeaşi tendinţă pentru a se putea mări zona de utilizare a puterii generate. Construind maşini cu caracteristicile schimbate s-a observat că periile metalice uzează colectorul şi scînteiază. Pentru rezolvarea problemei s-au făcut numeroase incercări. Apare astfel peria constituită din pînză metalică înfăşurată sul şi presată [2] paralelipipedic. Deşi aceste perii nu mai uzau colectorii în măsura celor anterioare, ele n-au putut elimina scînteile de comutaţie care aspreau colectorul şi-l uzau foarte repede împreună cu peria. La maşinile de fabricaţie foarte veche, mai sînt uneori şi astăzi întîlnite perii de acest fel. Se părea atunci că nu se vor putea construi maşini electrice pentru tensiuni mai mari de 120 V. Prin anul 1890 apare pentru prima oară ideea de a utiliza în locul pînzei de cupru, un material electric mai rezistiv. Se încerca prin aceasta micşorarea scînteierii de comutaţie prin mărirea rezistenţei transversale a periei. Materialul utilizat a fost un fel de brichetă din cărbune dur (resturi de la cărbuni de retortă, deşeuri, praf de cocs etc.) aglomerată cu smoală sau gudron [3]. Saltul posibil în construcţia maşinilor electrice a fost considerabil; tensiunea la borne a ajuns la 220 — 240 V, iar puterile au crescut echivalent. Totuşi, şi acest material mai limita dezvoltarea maşinilor electrice. Din motive ecomonice industria încerca să construiască maşini cu gabaritul micşorat, care însă la puteri asemănătoare trebuiau să fie mai rapide. Cu toate perfecţionările aduse cărbunelui dur, perfecţionări obţinute prin selecţionarea materiei prime, cernere repetată, aglomerare cu diferiţi liianţi şi coacere după diferite curbe în timp, nu s-a putut întrece la maşini viteza periferică de circa 12 m/s pentru colector la o încărcare a periei cu maximum 5 — 6 A/cm².

In jurul anului 1893 apar perii de grafit natural cu liant puţin. Acestea puteau fi încărcate fără pericol de distrugere a colectorului, pînă la circa 8 A/cm² şi mergeau liniştit la viteze periferice medii, pînă la 25 — 30 m/s. Ele au fost îmbunătăţite din ce în ce pînă cînd în 1905 s-au produs primele perii din grafit natural, fără liant, aglomerate prin presare şi cu care se puteau ajunge 9 — 10 A/cm², la viteza enormă de 80 m/s. Existau în acest moment perii de cărbune dur, care comutau destul de bine dar nu permiteau viteze mari şi perii de grafit care permiteau orice viteză, în special pe inele, dar aveau foarte slabe propietăţi comutatoare. In acelaşi timp apar cărbuni cu adaos metalic, care funcţionau bine pe

mașinile de joasă tensiune ale instalațiilor de galvanostegie și galvanoplastie. Din 1905 și pînă în 1910 a apărut o întreagă gamă de cărbuni conținînd metal și care completa necesarul pentru mașinile de joasă tensiune.

Industria electrotehnică resimțea însă lipsa unor cărbuni care să comute bine și la viteze periferice mărite. S-a crezut că printr-o unire a calităților cărbunelui dur și a celor de grafit natural s-ar putea obține calitatea necesară pentru construcția turbogeneratorilor de curent continuu, excitatricelor pe același ax cu turbogeneratorii sau a marilor convertizori cu un singur indus. Carbografitul, adică amestecul fizic al celor 2 componenți nu a putut rezolva problema. Ea a fost rezolvată abia în jurul anului 1920, odată cu apariția electrografitului. Acesta este constituit din aglomerarea acelorași componenți ca și carbografitul, dar a fost supus unui proces de grafitare între 2 500 și 3 000°C în cuptoare electrice. Aici toate impuritățile metalice s-au eliminat prin vaporizare, iar structura cristalină a particulelor a devenit grafitoidă. S-au eliminat deci din cărbune impuritățile metalice care la temperaturile normale sub perii dau carburi abrazive. De asemenea, prin structura grafitoidă s-au îmbunătățit calitățile de ungere și s-a asigurat compactitatea necesară unei uzuri limitate.

Gama periilor electrografitate a fost dezvoltată alături de gama mașinilor electrice și a putut satisface cerințele industriei electrotehnice în aproape toate cazurile. Dar chiar în această situație, laboratoarele fabricilor de perii mai căutau încă intens perii potrivite pentru mașini unipolare s-au de foarte joasă tensiune și mașini de curent alternativ cu colector. Pentru mașinile de foarte joasă tensiune se cerea o perie a cărei cădere de tensiune pe contact să fie suficient de mică pentru ca mașina să devină rentabilă. De asemenea peria trebuia să asigure un transfer de 30 — 40 A/cm² la viteze medii, adică 20 — 30 m/s. Trebuiau deci asamblate calitățile periilor metalice cu cele ale grafitului. Amestecul fizic din metalografitul cel mai bogat nu satisfăcea cerințele. Printr-o foarte ingenioasă soluție și problema aceasta a fost rezolvată. Pentru aceasta s-a elaborat un procedeu electric de arămire (sau bronzuire) a prafului de grafit. Grafitul arămit se presează în atmosferă reducătoare la presiuni foarte mari, astfel ca fără lianți granulele să-și întrepătrundă structurile, moleculele legîndu-se prin coeziunea normală. Protagonist al metaloceramicei P.G.Sobolevski elaborează în 1926 primele procedee de aglomerare metalică fără liant eterogen [3]. Prin introducerea bronzurilor problema mașinilor de foarte mică tensiune fusese rezolvată. Rămînea însă problema cărbunilor pentru mașini de curent alternativ cu colector și mașini de curent continuu peste 1 000 V, problemă care nu este nici astăzi total rezolvată. Problema se rezolvă parțial, după caz, fie cu perii de grafit avînd lianți speciali, fie cu perii stratificate [11, 4, 5].

Cu toată dezvoltarea paralelă a industriei mașinilor electrice și a periilor respective, nu s-a reușit încă pînă astăzi elaborarea unei teorii general valabile în privința comutației [1 (VII-3) — 6 (pag. 69)]. Astfel, și astăzi limitele posibilităților periilor sînt cunoscute, dar legătura caracteristicilor periei și mașinii nu sînt suficiente pentru proiectantul mașinii electrice. Pe tipuri noi de mașini periile trebuie alese prin încercări. Incercarea nu se referă la sutele de calități existente ci ea se limitează la probarea a 2-3 sorturi asemănătoare. Lucrul acesta este cu atît mai dificil cu cît mașina utilizează perii mai multe(unele mașini sînt echipate cu peste 350 buc).

Comutația și periile. După cum s-a amintit mai sus, pînă în prezent nu există o teorie precisă și completă pentru fenomenul de comutație. Cauzele care au făcut imposibilă găsirea pînă astăzi a unei astfel de teorii [1 (VI-VII), 2,17, 18, 19] general valabile, trebuie căutate în complexitatea fenomenului însuși. In cele ce urmează se va arăta că nu numai constantele mașinii și cărbunelui joacă rol în comutație, ci și unii factori variabili ca :

tipul de port-perie ;
modul de întrebuințare al mașinii ;
condițiile atmosferice actuale ;
condițiile atmosferice precedente ;
urme de gaze chimice în atmosferă etc.

Tipul de port-perie determină rigiditatea mecanică a sistemului și predetermină tendința la vibrație, hotărînd astfel calitatea contactului [7, 8, 9, 10]. Astfel modul de întrebuințare al mașinii determină modul de trepidare al sistemului de port-perii și cu aceasta amplitudinea fenomenelor din cursul transferului ionic.

Condițiile atmosferice actuale prin umiditate și temperatură [2] hotărăsc condițiile în care se efectuează electroliza peliculei de umezeală de pe colector și astfel determină atît viteza de creștere a stratului de oxid, cît și condițiile de ungere a colectorului, prin viteza de formare a efemerului acid grafitic. Rezultă de aici că și starea vremii precedente își manifestă influența în primele ore de funcționare ale mașinii, prin consistența inițială a peliculei de oxid, care hotărăște prin condițiile sale de străpungere, mărimea zonei de transfer ionic și deci calitatea comutației.

Urmele de gaze tehnice în atmosferă [5] (SO_2, Cl, NH_4 etc.) transformă pelicula de umezeală de pe colector în peliculă de electrolit mai mult sau mai puțin concentrat. Fenomenul de electroliză determină după compoziția electrolitului cantitatea de metal și cărbune care în zonele incandescente devin carbură abrazivă [3] sau zgură izolantă plastică. In primul caz atît colectorul cît și peria se uzează rapid (se impregnează periile cu parafină [13], în cazul al doilea transferul ionic este înlocuit de transfer prin arc și deci exploatarea mașinii devine imposibilă (se remediază prin perii speciale abrazive) [14, 15].

Factorii enumerați mai sus nu sînt factori secundari. In anumite circumstanțe ei schimbă

total rezultatele măsurătorilor. Astfel, căderea de tensiune pe contact, rezistenţa de trecere, coeficientul de frecare sau uzura pot varia uşor în limite de peste 300% [1 (VII-3), — 5, 11].

Din cele de mai sus se observă clar că periile care merg bine pe o maşină satisfac de fapt un întreg domeniu de condiţii. Un acelaşi cărbune poate satisface deci cerinţele unei întregi familii de maşini. Dealtfel, periile de diferite calităţi nu se deosebesc între ele decît prin locul şi întinderea domeniului posibilităţii lor [16]. Faţă de aceste condiţii, proiectarea sistemului de comutaţie pe maşini electrice devine o problemă pe care constructorul nu o poate rezolva analitic, decît pe baza ipotezelor simplificatoare diferite după caz.

Spre a putea aproxima calculele referitoare la comutaţia maşinilor proiectate se utilizează două ipoteze simplificatoare pentru care rezultatele sînt valabile în domenii destul de restrînse şi care fac abstracţie de influenţa sistemului mecanic de port-perie :

a) Ipoteza rezistenţei de trecere constante şi densităţii curentului uniform distribuit pe suprafaţa periei. Această ipoteză dă rezultate utilizabile numai pentru perii metalice (bronzuri şi metalografit cu mare procent de metal) sau perii de cărbune cu inele de cărbuni. Metoda a fost pusă la punct dar şi criticată încă din 1909. Se mai întrebuinţează şi astăzi în lipsa altei metode de calcul mai bune.

b) Ipoteza căderii de tensiune constante între perii şi colector. Această ipoteză permite calcule ale căror rezultate dau valori mai bune decît prima ipoteză în cazul cărbunelui dur, grafitului şi electrografitului. Metoda oferă rezultate de orientare şi pentru metalografitatele sărace în metal. Pentru a ilustra mai bine dificultăţile care stau în calea unei ipoteze complete şi general valabile se dau mai jos cîteva din rezultatele cercetărilor privind natura contactului alunecător. Aceste cercetări au fost făcute în diferite ţări, de laboratoare specializate, urmînd pasul ştiinţei moderne, prin colaborarea strînsă între fizicieni, chimişti, constructori de maşini şi exploatare.

Contactul alunecător. [*1*, 20]. Contactul alunecător se deosebeşte de contactul fix, în primul rînd prin aceea că electrodul mobil răceşte zona de contact şi aduce în permanenţă o peliculă proaspătă de umezeală în zona de contact.

Din punct de vedere mecanic suprafaţa de contact a periei şi colectorul nu au aceeaşi rază de curbură din cauza jocului de ghidaj în port-perie şi a mişcărilor inevitabile ale periei în limita acestui joc [9]. Astfel, prin calcul se găseşte că pentru un colector de 25 cm diametru şi o perie care acoperă 2 cm din circumferinţă, pentru un interstiţiu de 0,01 mm, diferenţa razelor de curbură ale cărbunelui şi colectorului este de 1 cm (fig. 1).

Conform legilor deformaţiilor elastice (Hertz) cunoscute din rezistenţa materialelor se calculează pentru cauzele de mai sus lăţimea benzii de contact real la 1 mm. Rezultă că suprafaţa reală de contact poate fi cel mult 1/20 din suprafaţa totală a periei. Deoarece suprafaţa periei şi colectorului nu sînt perfect plane, suprafaţa reală de contact este şi mai mică. Intr-adevăr, atît structura metalului cît şi cea a cărbunelui este cristalină şi deci contactul real se face în interiorul zonei comprimate numai pe cîteva vîrfuri de cristal turtite din cauza presiunii.

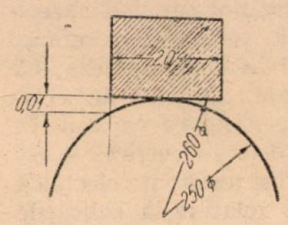


Fig. 1. Influenţa toleranţei de ghidaj a periei asupra razei de curbură a acesteia

In timpul lunecării contactului se desprinde mecanic şi electric praf de cărbune (grafit) din perie. După mărimea granulelor acestui praf, se întinde în jurul contactului plastic o zonă mai mare sau mai mică de contacte electrice imperfecte, contacte care după cum se va vedea nu se realizează electric decît în anumite condiţii. Această zonă a primit numele de zonă de praf şi are o deosebită importanţă în fenomenul de comutaţie. Dincolo de zona prafului, în interstiţul perie-colector, este numai atmosfera. In această zonă numită de străpungere, curentul nu poate curge decît sub formă de arc preamorsat. Se constituie astfel în spaţiul dintre perie şi colector 3 zone distincte(fig. 2) :

a) zona plastică ;
b) zona de praf ;
c) zona de arc.

In cele ce urmează se arată modul în care se comportă contactul din punct de vedere electric.

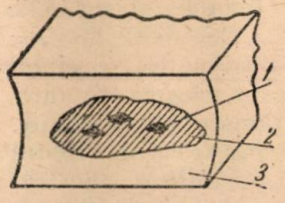


Fig. 2, Zonele de contact ale periei : *a*-zona plastică ; *b*-zona de praf ; *c*-zona de arc.

Dezlipirii contactului în zona plastică din cauza vibraţiilor periei îi premerge o slăbire a contactului. Curentul fiind strangulat în zona plastică, cristalele în contact se încălzesc puternic. După Belkin şi Stîhnov densitatea de energie poate ajunge la 100 kW/cm^3. După dezlipirea contactului stau faţă în faţă două suprafeţe incandescente. Intre aceste suprafeţe contactul ia aspecte speciale. Intr-adevăr, toate corpurile încălzite la roşu emit ioni pozitivi, întîi pe cei ai gazelor ocluse şi apoi chiar din proprie structură. Abia la alb începe şi emisiunea electronică. Este probabil că din cauza bunei conductibilităţii termice a colectorului şi din cauza rotirii lui nu se ajunge decît excepţional la temperaturile necesare emisiunii electronice. Emisiunea ionilor pozitivi este însă foarte intensă. Cum emisiunea ionică a corpurilor este mai abundentă dacă materialul respectiv este mai volatil cuprul emite în aceleaşi condiţii ioni mai mulţi decît cărbunele (puncte de fierbere pentru C = 4 000°C pentru Cu = 2 400°C).

In orice caz spaţiul dintre perie şi colector se găseşte ionizat în zona caldă şi constituie o cale în plus pentru curentul de colectat.

Transferul ionic însă nu este de sine stătător. El dispare odată cu răcirea zonelor emiţătoare. Transferul ionic are astfel un caracter periodic, în funcţie de frecvenţa vibraţiilor periei, deoarece după fiecare contact plastic ionizarea se reface.

Autorul acestui, articol a emis ipoteza, că remanenţa ionizării spaţiale depinde de conductibilitatea termică a periei şi că variază în acelaşi sens cu conductibilitatea electrică. Acest lucru ar permite să tragem din rezistenţa electrică specifică anumite concluzii relative la calităţile comutative ale periilor, concluzii care au permis elaborarea unor prescripţii provizorii pentru alegerea periilor necesare maşinilor electrice, prescripţii dezvoltate într-un capitol următor.

Revenind la spaţiul ionizat care se află între perie şi colector se poate înţelege imediat dece anoda perie care se încălzeşte mai uşor şi se răceşte mai greu, emite mai mulţi ioni decît anoda colector, metalic conductoare şi în mişcare (fig. 3).

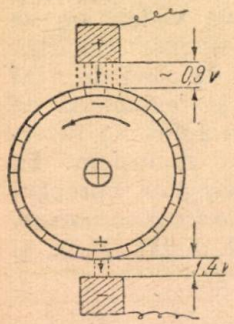


Fig. 3. Dependenţa căderii de tensiune pe contact

Sub cărbunele anodă spaţiul fiind mai puternic ionizat, rezistenţa de trecere este mai mică şi deci căderea de tensiune pe contact de asemenea este mai mică decît sub cărbunele catodă. Cum ionii pozitivi sînt emişi între colector şi perie, deci într-un cîmp electrostatic, ei vor fi accelerați către catodă. Această acceleraţie poate ajunge suficient de mare, ca prin bombardament ionic să înceapă emisiunea de electroni. Mărirea acceleraţiei se produce fie prin mărirea tensiunii între perie şi colector, fie prin mărirea distanţei şi deci a timpului de acţionare a acceleraţiei. Electronii emişi de catodă ionizează la rîndul lor gazele dintre electrozi, astfel că numărul ionilor cu care este bombardată catoda creşte. La un moment dat numărul ionilor secundari poate deveni suficient de mare pentru a întreţine emisiunea electronică, care din nou produce ioni şi astfel fenomenul denumit arc electric a fost amorsat şi se întreţine singur.

Arcul electric este deci un fenomen independent, spre deosebire de transferul ionic în sensul expus şi care are nevoie să fie mereu reamorsat.

Rezumînd prin prisma de mai sus fenomenele ce se întîmplă în cele trei zone ale suprafeţei de contact, se poate admite că :

a) In zona de contact plastic, contactul se face direct prin sgîrierea, străpungerea sau electroliza peliculei de oxid care învelește colectorul In cazul dezlipirii suprafeţelor din cauza vibraţiilor periei, curentul continuă să treacă prin spaţiul ionizat. La îndepărtarea şi mai mare a contactelor se amorsează arc, dacă tensiunea maşinii sau autoinducţia circuitelor satisface condiţiile minime necesare arderii unui arc.

b) In zona de praf transferul este ionic şi nu poate avea loc decît după amorsare în zona plastică. Deoarece distanţele sînt foarte mici, se pot amorsa şi arcuri, dacă condiţiile electrice ale maşinii sînt suficiente. Zona de praf completează astfel transferul din zona plastică.

c) In zona de arc pot exista numai arcuri preamorsate. Pentru toate cele trei zone, mărimile cantitative sînt puternic afectate de condiţiile atmosferice.

Pe baza celor expuse se poate înţelege uşor dece fenomenul comutaţiei nu a primit încă o formă definitivă şi dece cercetările pentru rezolvarea problemei interesează domenii atît de diferite, ca acel fizic, chimic şi ingineresc. Una din ultimile lucrări apărute în acest domeniu este scrisă în 1952 de Belkin şi Stîhnov [3], adresîndu-se tuturor celor interesaţi şi aducînd multe lămuriri în chestiuni pînă acum puţin publicate.

Criterii de clasificare a periilor. In literatură periile se clasifică în cărbune, grafit, electrografit şi metalografit. Subgrupe ale împărţirii compoziţionale, nu se găsesc în literatură. Lipsa acestei clasificări a făcut ca exploatarea, industria de maşini şi industria de perii să posede premizele unei rezolvări rapide şi optime a problemelor legate de perii. Cele de mai sus au îndemnat pe autorul acestui articol să încerce ca pe baza indicaţiilor din literatură şi a cîtorva lucrări personale, să creeze în acest domeniu cel puţin o ordine provizorie. Deşi în cursul anchetei propuse şi care poate dura cîţiva ani se mai pot produce uşoare intervertiri, rolul lucrării este de a pune capăt distrugerii rapide a colectoarelor datorite periilor, precum şi de a da fabricilor de perii în dezvoltare, bazele pe care trebuie dezvoltat profilul lor de fabricaţie.

Pentru crearea clasificării necesare, problema cea mai dificilă a fost găsirea unui criteriu de clasificare, criteriu univoc din punct de vedere al fabricaţiei şi util din punct de vedere al exploatării periilor de maşini.

După încercări infructoase de a găsi o relaţie generală între constantele de rezistenţă a materialului şi constantele mecanice de funcţionare a cărbunelui pe maşină (viteză periferică, frecvenţă lamelară, turaţie etc.) autorul a părăsit acest domeniu, pentru a studia numai legătura dintre caracteristicile periei şi domeniul de utilizare consacrat în exploatare. S-a arătat mai sus că rezistenţa electrică specifică ar trebui să fie legată de calitatea comutativă a periei şi anume periile cu rezistivitate mărită trebuie să mărească suprafaţa accesibilă transferului ionic din spaţiul perie-colector. In acest mod energia magnetică înmagazinată în secţiunea de bobinaj ce tocmai comută, se poate cheltui într-un timp mai lung şi deci mai complet.

Valabilitatea ipotezei de mai sus a fost verificată printr-o serie de comparaţii statistice pentru periile a peste 15 fabrici diferite [16].

In lucrarea sovietică [3] amintită mai sus se vorbeşte de un nou criteriu de clasificare a periilor maşinilor, şi anume de tensiunea marginală (U_R). Aceasta reprezintă tensiunea maximă atinsă între cărbune (muchia aval) şi lamela care tocmai părăseşte peria, astfel

încît să nu existe transfer prin arc electric. Valorile acestei tensiuni au fost stabilite prin măsurare pe un foarte mare număr de maşini în cadrul unei anchete făcute de autori [3] în exploatare. Valorile extreme obţinute pentru fiecare calitate de perie din fabricaţia U.R.S.S. au fost indicate în ultima coloană a tabelei 11 de la pag. 95 a numitei lucrări. Pentru încercarea cantitativă a ipotezei noastre, s-a înscris valoarea maximă (U_R) a tensiunii de scînteiere într-o diagramă dublu logaritmică, în funcţie de rezistenţa specifică şi s-a găsit o dependenţă cvazilineară. Datele sînt insuficiente pentru a afirma că dependenţa este exact exponenţială, totuşi sînt suficiente pentru a întări ipoteza şi pentru a permite evaluarea tensiunii maxime ce o poate admite fără scînteiere un cărbune oarecare între muchia aval şi colector. S-a găsit astfel următoarea relaţie:

$$U_{R_{max}} = a\rho^b \qquad (1)$$

unde:

U_R este tensiunea marginală maximă exprimată în V;

ρ — rezistenţa electrică specifică în $\Omega mm^2/m$;

a, b — parametri.

Pentru cele patru grupe compoziţionale (M — metalografit; K — cărbune; G — grafit; E — electrografit;), diagramele întocmite au dat pentru coeficienţii a şi b din formula 1 valorile indicate în tabela 1.

Tabela 1

Valori ale parametrilor a şi b

1 Clasa		a	b
M	2 Metalografit	0,897	0,30
K	3 Cărbune	0,695	0,728
G	4 Grafit	0,695	0,728
E	5 Electrografit	0,0555	1,5

Valorile găsite pentru U_R prin aplicarea relaţiei (1) sînt orientative pentru perii de orice fabricat, lucru care înafară de fabricaţiile sovietice nu s-a putut verifica decît într-un număr foarte restrîns de cazuri, deoarece ar necesita o anchetă largă de exploatare. Totuşi, faptul că recomandările fabricilor străine pentru periilor lor [16] concordă pe familii de egală rezistivitate, lasă să se întrevadă o confirmare a extinderii relaţiei pentru U_R obţinută în cazul periilor sovietice.

Clasificarea periilor. Pe baza criteriului admis s-a putut subîmpărţi fiecare din grupele K, M G şi E în subgrupe. La această subîmpărţire s-au luat în considerare următoarele criterii:

a) Funcţiunile recomandate de fabrică (consacrate de exploatare).

b) Rezistenţa electrică specifică a periei.

c) Tensiunea marginală maximă (U_R) fără scînteiere.

d) Grupele consacrate de înlocuire a unor mărci străine cu mărci U.R.S.S. [3].

Din considerarea celor de mai sus a rezultat tabela 2, conţinînd clasificarea periilor de cărbune.

Această tabelă crează posibilitatea încadrării fabricaţiei indigene şi furnizează unele date informative utile în proiectarea maşinilor electrice cu colector. Se mai relevă aci încă o dată faptul că funcţionarea periilor pe maşini este dependentă de condiţiile atmosferice şi de modul exploatării. De asemenea, a rezultat pe aceleaşi baze tabela comparativă a mărcilor străine, tabelă care urmăreşte să creeze exploatării posibilitatea înlocuirii mărcilor ce nu pot fi procurate, cu mărci existente.

Tabelele 3 şi 4 conţin echivalenţele între produsele a 13 fabrici străine, precum şi modul lor de încadrare în clasificarea din tabela 2.

Exemplu: fie de înlocuit peria de tip E 337 a fabricii Schunk & Ebe cu o perie accesibilă din fabricaţia sovietică.

In tabela 3, în coloana fabricii străine se caută peria numită şi se găseşte pe linia E 1. Pe aceeaşi linie, în coloana U.R.S.S. se găsesc periile EG 83 şi EG 84, care au propietăţi de comutare asemănătoare şi deci pot fi încercate pe maşina în cauză. Dacă sînt indicate mai multe calităţi în acelaşi loc, se va alege peria cu duritatea Shore, cea mai apropiată de cea a periei de înlocuit, pentru a reproduce cît mai fidel mersul mecanic al periei ce se înlocuieşte.

Prescripţii de alegere a periilor pentru colector. Prescrierea periilor adecvate unei maşini electrice este o problemă complexă, deoarece transferul ionic este practic lipsit de inerţie şi foarte dependent de condiţiile atmosferice. Influenţa condiţiilor atmosferice s-a discutat mai sus. Vibraţiile sonice şi suprasonice ale sistemului de colectare dictate de modul exploatării influenţează puternic configuraţia diferitelor oscilograme [8,9], (rezistenţă de trecere, frecare etc.), deşi valorile medii măsurate cu aparate uzuale rămîn apropiate, chiar atunci cînd în secţiunea care comută s-au amorsat puternice oscilaţii de înaltă frecvenţă. In cazul acesta indicaţiile aparatelor uzuale măsoară numai efecte secundare, pierzînd din fenomen tocmai ce este esenţial.

Pe baza acestor premize s-a părăsit ideea prescrierii periei pentru maşini pe baza caracteristicilor statice ale maşinilor şi cărbunilor şi s-a încercat obţinerea unor criterii mai corespunzătoare. Aceste criterii trebuie să cuprindă atît condiţiile atmosferice ambiante cît şi condiţiile de exploatare, înafară de caracteristicile specifice periei şi maşinii.

Pentru a putea cuprinde aceste condiţii, s-a recurs la experienţa exploatării care consacră anumitor maşini anumiţi cărbuni [16 şi alţii]. In această consacrare este cuprins întregul domeniu de posibilităţi a unei perii. Astfel prescrierea periilor pentru maşinile electrice nu se face pe baza caracteristicilor cărbunelui, ci pe baza ansamblului cărbune-maşină-mod de

Clasificarea periilor pentru mașinile electrice *Tabela 2*

1 Categoria	2 Clasa		Caracteristici 3: Specificație 4	Rez spec. Ω m/mm² 5	11 Valori uzuale (informative): 6 Duritatea °Sh	7 Tens. rupere V	8 Δu max pe 2 perii V	I_{max} A/cm²: 9 Colector	10 Inele	V_{max} m/s: 9 Colector	10 Inele	B_{max} kg/cm²	12 Presiune specifică g/cm²: 9 Colector	13 Tracțiune	10 Inele
14 Metalografit	M	1	f. slab 18	12–6	peste 20	cca. peste 1,5 41	sub 2,5 39	10	12	20	25				
		2	slab 19	6–1,5	„ 20	1,5–1	„ 2	11	15	25	30	150–500			
		3	normal 20	1,5–0,6	„ 20	1–0,5	„ 1,5	12	18	20	23				
		4	bogat 21	0,6–0,25	sub 20 39	1–0,5	„ 1,5	13	20	20	23	500–800	280	380	225
		5	f. bogat 22	0,25–0,12	„ 20	1–0,5	„ 1,2	—	25	—	20				
		6	aliat 23	0,12–0,08	„ 20	sub 0,5 39	„ 0,5	—	25	—	20				
		7	bogat aliat 24	sub 0,08 39	—	„ 0,5	„ 0,5	—	25	—	20	800–2000			
		8	bronz special 25	—	—	„ 0,5	„ 0,4	—	20–30	—	12–25		300	—	250
15 Cărbune	K	1	dur 26	85–40	50–70	8–12	2,5	3–6		12	—	300–800	180	350	—
		2	dur mediu 27	sub 40 39	40–50	5–10	2,5	6–8		15	—	150–500	160	320	—
16 Grafit	G	1	f. rezistiv 28	peste 200 40	peste 30 40	—	4,5	7	—	15	—	300–400	210	380	—
		2	rezistiv 29	200–80	„ 30	—	3,5	9	—	40	—		180	280	—
		3	normal 30	70–30	„ 30	8–12	3	10	11	50	60	120–250	160	—	140
		4	conductiv 31	30–12	sub 25 39	3–7	2,5	11	13	25	40		180	—	160
		5	abraziv 32	—	—	—	2,5	6–9	9	10	15	300–400	210	380	190
17 Electrografit	E	1	f. tare 33	65–51	10–75	peste 20 40	3,5	9	10	45	60	250–800	210	380	210
		2	tare 34	50–41		20–15	3,5	10	12	40	50				
		3	normal 35	40–31		15–10	3,5	11	13	40	50				
		4	slab 36	30–21		12–8	3,5	10	12	30	40				
		5	f. slab 37	20–12		5–2	3	12	13	40	50	100–300			
		6	special 38	—		—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Tablou comparativ al diferitelor mărci de perii pentru mașini electrice *Tabela 3*

Class 1			2 Caracteristici: 3 Denumirea	Q/m/mm²	4 U.R.S.S.	Ringsdorff	Siemens Plania	Schunk & Ebe	Lessing	Lichtenberg	Gerken	Morganite
5 Metalografit	M	1	9 f. sărac	12—6	(M3-M 20) MrC 5-MrC 6	KK 213-RW3N	M 604	—	AL 6	1788	855	—
		2	10 sărac	6—1,5	M1-M6-MrC 5 MrC 6	ST	—	K3	—	M III	B 65	—
		3	11 normal	1,5—0,6	Mr4—(Mr6)	EN 60	—	A 125	PM 43	M I-230	B 84-B 91	CM 5 H
		4	12 bogat	0,6—0,25	Mr6 - (Mr4)	EN 150-EN 135	—²	—	PN 25	M II-CU III-PB 35	B 100 B 101	CM 3 H-CM 6 CN 2
		5	13 f bogat	0,25—0,12	Mr2—Mrc—(Mr)	—	M 594-M 601 M 584	A6-A8-B6	PN 11-PG	CU II	B 75	CM
		6	14 ușor aliat	0,12—0,08	MrC—(Mr)	EN 10-EN 12	M 599-M 570 M510	A 4-(B 4)	PN 15	CU I	—	—
		7	15 bogat aliat	sub 0,08	Mr—(Mrc)	EN 11-EN 19	M 603	B 4	PN 9	—	—	—
		8	16 special	—	Br	—	—	—	—	BK 1-BK 2	—	—
6 Carbo-grafit	K	1	17 dur	85—40	T2-T6	RA-RAN-8702N 417-P 2	K III-NK III	G 3-G-GA-E4	MW3-r-BLN	KI-K II-K III-K IV	NO-N 2-N 52	A 5-C 4-C 6-C 8
		2	18 mediu	sub 40	yr2-yr4	S_1	K 135	E 2-E 5	DN-GR10-GR8	KG	N 5	A-B 6-C
7 Grafit	G	1	19 f. rezistiv	peste 200	—	—	G 346 B	—	—	—	—	—
		2	20 rezistiv	200—80	—	—	G 326	F 92	—	—	—	—
		3	21 normal	70—30	r6-r2-r1	NRC	M 7 B-M 9 F	F 91	AL 2	G IV	S 3 A-S 5 A	—
		4	22 conductiv	30—12	r8-r3	G5-NRC 2 NRC 2 x-RU 10	GWS-G 274 G 189=DW 12	LA-L3 A-F1-F4 F 7-F 8-F 10	MH 5-GRB-GRZ RM8	G I-G II-G III-G V	S 1 A	I-5-HH 3-HM 5 HM 6
		5	23 abraziv	—	—	—	—	—	—	—	—	—
8 Electrografit	E	1	24 f. tare	65—51	3r 83-3r 84	—	E 337	1090	—	2950	—	—
		2	25 tare	50—41	3r8-3r9-3r 10	—	E 335-E 337 M E 149	E 1657	—	—	—	—
		3	26 normal	40—31	3r 113r 12-3r 13 3r 14	8061-8601N-8611 8618-8620N-RP5N	EKG-E 273 E 3145	E 2027	—	3005	Ey8-Ev9	=
		4	27 moale	30—21	3r2-3r20	—	E 151-E 87-E 98 E 344 A	EL1100-EL1400 E 1926	AL 3	EKG-1726	Ey 5-Ey 7	EG 3-EG 4 EG 6459-EG6560
		5	28 f. moale	20—12	3r4-3r5	HK6NRPRP3 RU5	E 22	(EL 1100)	EL-7134	P 30-22	Ey 3	EG 0
		6	29 special	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Tablon comparativ al diferitelor mărci de perii pentru maşini electrice *Tabela 4*

1 Categoria	2 Clasa		3 Caracteristici: 4 Denumirea	Ω/m/mm²	9 Electro Carbonium	10 Monti Martini	11 Konrooty	12 Heid & Co	13 Societé Lorraine de charbon
5 Metalografit	M	1	f. slab	12—6	—	MM 61 R	W 1	C35-(LM20cu ρ=50/Ωmm²) C 44-C 45	—
		2	slab	6—1,5	—	MM 62 R-MM 64 R MM 63 R	58	—	—
		3	normal	1,5—0,6	MR 32	MM 65 R	(30 B)	—	—
		4	bogat	0,6—0,25	JS 16	MM 66 R-MM 68 R	K 50-30 B	C 53-C 76	MG 21
		5	f. bogat	0,25—0,12	MR 20-J 526	MM 67 R-MM 69 R	29 B-W-Sch-K 30	C 62-C 76 a-C 78	MG 31
		6	uşor aliat	0,12—0,08	MC 16-MR 16 J 532-J 530	—	K 10	C 79-C 84	MG 41
		7	bogat aliat	sub 0,08	—	MM 70 R	—	C 86-C 92 b	MG 51
		8	bronz special	—	—	—	BzW-Orig.BzW-BzN-BzN2	—	CB 5
6 Carbo-grafit	K	1	dur	85—40	KK-734 ICIT-N-205	MM 1 C-MM 2 C-MM4C-MM 5C	M 91-M400-M 731-Cex-Cex3 Cex 5 Kr. ex3 K-r ex 5	H 8	77-266-P
		2	mediu	sub 40	N1	MM3C-MM21Ce MM22CG-MM23CG	Kr. extra	B1—B2—H7	16—269
7 Grafit	G	1	f. rezistiv	peste 200	—	—	—	E 33	—
		2	rezistiv	200—80	G 784	—	GIC 300	E 4—L71	—
		3	normal	70—30	H 1 F	MM 31 G	GB1-B-BA-B 91-GIM 19-Wo	E 7—L65	—
		4	conductiv	30—12	Y-G921-G 910-Z	MM 32 G-MM 33 G-MM 34 G	Glf-GlfF-Glf S-Gl 4-480-G6 G84-Bl 7-Gl 3-Gl 000-Gl C1-Gl 8-Glc-Glc 2-GlM 21 Sch-1	L 3 8-L 58-L 59	GD-GN 2-GN 1
		5	abraziv	—	—	—	—	—	—
8 Electrografit	E	1	f. tare	65—51	E 773	—	—	(EG 26)	—
		2	tare	50—41	E 961-E 773 F	MM 40 E	KR 2	EG 26-EG 37	7053
		3	normal	40—31	—	MM 41 E-MM 42 E	EB-KR 1-K 2486-K 2744-EBK	EG 16-EG 17-EG 24 -EG 29-EG 30	274-7045
		4	slab	30—21	—	MM 43 E	EBA-EBAJ-EG 1-EBAK	EG 5-EG 22-EG 2	226-7050
		5	f. slab	20—12	E 12-E 794]c	MM 44 E	EG2-EG 3-G 1 CG	LG 4-33 B-EG 36	86-272
		6	special	—	—	—	—	—	—

exploatare. Rezultatele alegerii periilor în acest mod pot folosi atît exploatării, cît şi proiectanţilor de maşini.

Pentru a stabili aceste prescripţii, s-a împărţit domeniul maşinilor electrice în familii asemănă-

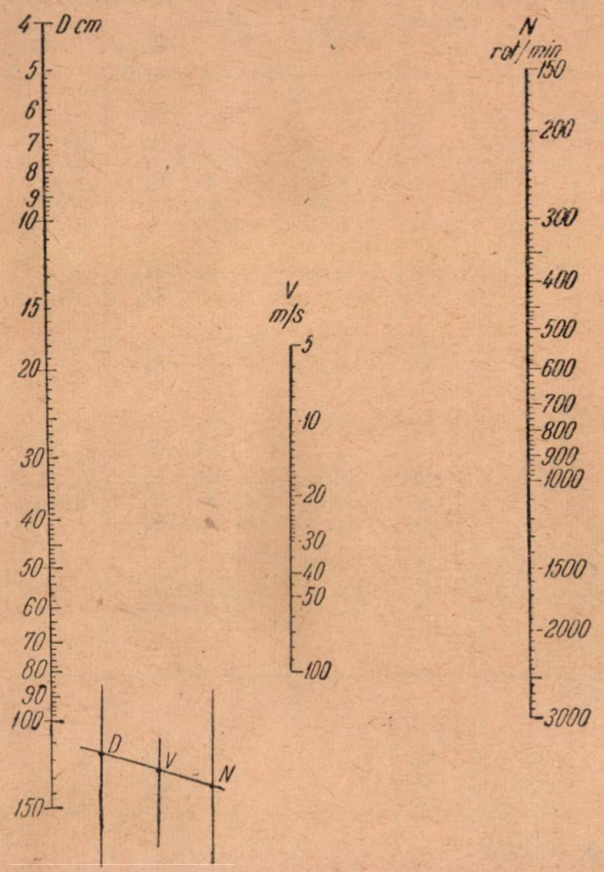


Fig. 4. Nomograma pentru determinarea vitezii periferice a colectorului.

toare (tabela 5), în sensul ansamblului de mai sus şi s-a prevăzut fiecare familie cu subgrupa de perii adecvată. Tabela astfel întocmită a fost supusă unei verificări sistematice prin statistică, pentru 6 fabrici străine mai importante. Rezultatul verificării a fost mulţumitor. Astfel în majoritatea cazurilor indicaţiile tuturor fabricilor concordă asupra conţinutului subgrupei din tabela 5 sau indică cel mult o calitate limitrofă. Din utilizarea pe scară întinsă a cărbunilor aşa zişi universali reiese că în general alegerea periilor este critică numai în cazuri cu totul speciale, astfel că utilizarea oricărui cărbune din subgrupa indicată trebuie să dea rezultate pozitive. In tabela 5, care permite prescrierea periilor, prima coloană indică un cărbune care satisface condiţiile uzuale cele mai grele din punct de vedere al comutaţiei. A doua coloană indică perii cu proprietăţi foarte asemănătoare şi a căror utilizare se impune atunci cînd tipul maşinii nu este deosebit de dificil şi greu exploatat. In general, cărbunii din coloana 2-a sînt mai ieftini (tehnologia mai simplă).

Exemplul 1. Fie de ales o perie pentru un agregat de sudură. In tabela 5 la capitolul curent continuu, generatoare stabile, se găseşte pentru generatorul de sudură indicaţia E 5 sau G 4. Revenind la tabela 3, din fabricaţia U.R.S.S. corespunde ЕГ4 şi ЕГ5 sau chiar Г3 şi Г8 dacă construcţia maşinii este mai robustă. Periile indicate în coloana 2-a a tabelei 5, adică G 4 = (Г3, Г8) nu rezolvă totdeauna problema, dar merită a fi încercate fiind mai ieftine.

Exemplul 2. Se cere o perie corespunzătoare pentru un starter de automobil, funcţionînd din acumulator de 6 V. In acelaşi mod ca mai sus se găseşte M 7. In tabela 3 din coloana U.R.S.S. se găseşte МГ. Calitatea МГС din paranteză este o producţie specială şi este destinată cazurilor cînd din cauza uscăciunii ungerea colectorului trebuie ajutată printr-un adaos de staniu în compoziţia periei. Pentru rezolvarea rapidă a unor probleme uzuale în alegerea periilor se mai adaugă două nomograme (fig. 4 şi 5).

Propuneri de anchetă. In legătură cu clasificările făcute mai sus s-ar putea sintetiza şi o serie de date utile în proiectarea colectoarelor. Incălzirea acestora depinde pe de o parte de puterea transformată în căldură între perie şi colector, pe de altă parte de condiţiile răcirii. Incălzirea colectorului depinde deci de caracteristicile periilor şi de solicitarea lor. Răcirea colectorului

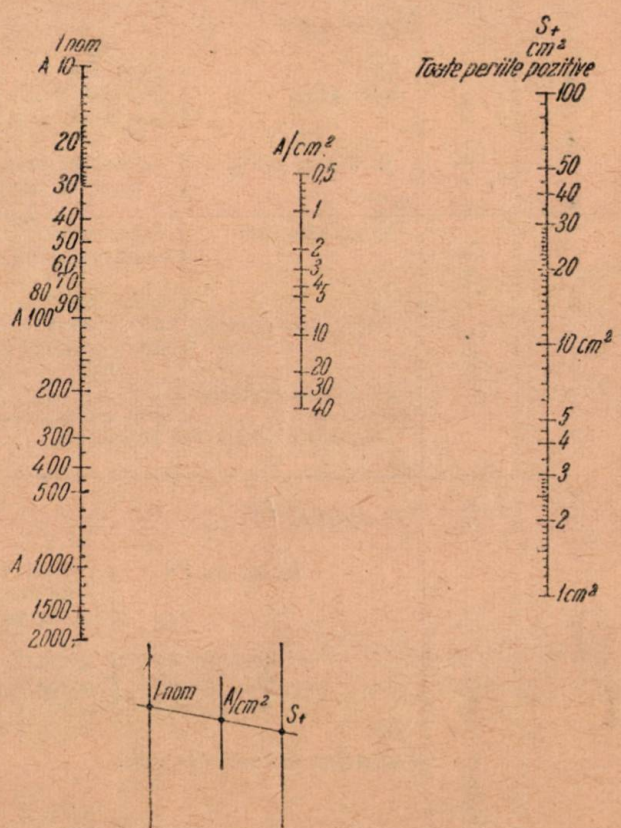


Fig. 5. Nomogramă pentru determinarea densităţii de curent pe perie

depinde de viteza periferică şi suprafaţa colectorului. Autorul a introdus noţiunea de suprafaţă specifică a colectorului, care repre-

Prescripţiuni pentru alegerea periilor de cărbune pentru maşini electrice

1 Felul curentului	2 Motor sau generator	3 Tipul maşinii şi utilizarea	4 Nr. crt.	5 I_{perie} A/cm²	6 V_{colect} m/s	7 Calitatea periei: Prima alegere	8 Alte posibilităţi 9
Curent continuu	Generatoare stabile	*Industriali stabili* (18): Peste 500 V	1			E_3	E_2
		220–500 V	2			E_3	G_3
		110–220 V	3	<10	20–30	E_3	E_2
		80–110 V	4	<10	20–25	E_4	E-G
		40–80 V	5	<12	<20	E_5	M_5-G_4
		24–40 V	6	<12	<20	M_1	M_2-M_3
		12–24 V	7	10–15	<20	M_4	M_3-M_2
		6–12 V	8	<20	<20	M_6	M_5
		sub 6 V (19)	9			M_1	M_6
		Leonard şi Ilgner (20): viteză medie (21)	10	<10	20–30	E_3	E_2
		viteză mare (22)	11	<10	40–50	E_1	
		(23) *Excitatrice pentru turbogenerator U.R.S.S.*					
		(24) colectorul: sub 30 kW (19)	12	< 8	<15	E_3	G_4-K_2
		peste 30 kW (18): normale (25)	13	<10	20–25	E_4	E_5-G_4
		rapide (26)	14	<10	20–30	E_3	E_4-G_3
		f. rapide (27)	15	< 9	40–60	E_1	
		(28) inelele: Cupru sau Bz (29)	16	< 6		E_5	
		Fontă sau Ol (30)	17	4–8	<20	G_4	
		Fontă sau Ol (31)	18	5–8	<30	M_2	
		Generatori de sudură (32)	19			E_5	G_4
	Maşini mobile	(33) *Tracţiune*: (18)					
		(34) Cu baterie: peste 100 V	20			E_4	E_3
		50–100 V	21			E_4	G_3
		sub 50 V (19)	22			M_3	G_3
		C. Faburi-Auxil.: generatori sistem Dlek (compresoare de frînă) (40)	23			E_2	K_2
		(35) Diesel electrice: generatorul (41)	24			E_4	E_3
		motorul (42)	25			E_4	E_3
		(36) Locomotive electrice: 100–220 V	26	<10	20–30	E_3	E_2
		220–500 V	27	<10	30	E_4	E_3
		miniere <100 V (43)	28	<10–12	20	G_4	M_1
		(37) Troleibuze normale (39a)	29			E_3	G_3
		(38) Tramvaie: motorul principal şi compresoarc	30			E_3	K_2
		Monofazice 16 2/3 Hz cu colector (39)	31			E_3	K_1
	Motoare stabile	(14) *Industriale* (44)					
		(45) sub 10 kW: normal. max. 220 V (46)	32			G_3	K_2
		supersilent (47)	33			G_4	
		cu ax vertical (48)	34			E_3	E_4-G_3
		10–30 kW: <120 V	35	< 8	<15	K_2	K_1
		30–50 kW: <120 V	36	<10	<20	E_4	E_3-K_2
		50–100 kW: <220 V (49)	37	<10	20–25	E_4	E_3
		Ascensoare, macarale, pompe:					
		10–25 kW: <250 V	38	< 8	<15	E_3	K_2
		250–500 V	39	< 7	<12	E_4	K_2
		250–500 V gaze (50)	40			K_3	
		la marină (51)	41			E_2	G_3
		25–100 kW: sub 500 V şi reversib. (52)	42	<10	<15	E_4	E_3
		Idem (53)	43	<10	15–30	E_3	E_2
		peste 500 V gaze (54)	44	< 9	50	E_2	E_1

Prescripţiuni pentru alegerea periilor de cărbune pentru maşini electrice

Felul curentului	Motor sau generator	Tipul maşinii şi utilizarea	Nr. crt.	I_{peric} A/cm²	v_{colect} m/s	Calitatea periei: Prima alegere	Calitatea periei: Alte posibilităţi
Curent continuu	Motoare staţionare	*Ascensoare miniere (şi utilaj naval)*	45			E_3	G_3
		Servomotoare 100—220 V	46	< 6	<10	K_2	K_1
		Servomotoare 60—100 V	47	<10	< 5	E_4	E_3
		Servomotoare 24— 15 V	48	—	—	M_3	M_2
		Servomotoare 6— 15 V	49	—	—	M_6	
		Laminoare Linia grea (Blooming)	50	< 9	<50	E_1	
		Laminoare Linia mijlocie	51	9	30—40	E_2	
		Laminoare Linia uşoară	52	10	30—40	E_3	
		Convertizori peste 100 V (Vezi Mat. Industr.)	53				
		Convertizori 50—100 V	54	<10	< 5	E_4	E_3
		Convertizori Idem ½ ½	55	<10	7—8	E_2-E	E_3
		Convertizori Idem	56	<10	<10	E_1	
		Convertizori 25— 50 V	57	<10	< 4	M_3	
		Convertizori Idem	58	10—12	< 4	M_2	
		Convertizori Idem	59	13—15	< 4	E_5	M_1
		Convertizori sub 20 V	60	<10	< 2	M_6	M_5
			61	<10	< 2	M_7	
Curent alternativ	Motoare	*Inele Cu sau Bz toate puterile:*					
		Perii ridicătoare	62	<20	<15	M_6	
		„ „	63	<15	<25	M_5	
		„ „	64	<12	<20	M_4	
		„ „	65	< 6	<15	M_3	E_3
		Perii neridicătoare (şi convertizor cu 1 indus)	66	<20	<15	M_7	M_6
		Idem	67	<15	<25	M_6	M_3 E_5
		Idem	68	10—12	<25	M_3	E_5-G_4
		Perii protejate (capsulate)	69	—	—	M_7	
		Perii protejate şi ventilate	70	—	—	M_5	M_4
		Maşini cu ax vertical	71	—	—	M_3	
		Inele fontă sau oţel toate puterile: Normale	72	4— 8	<25	G_3	
		Inele fontă sau oţel toate puterile: Idem	73	5— 8	<30	G_4	
		Colector Asincrone Perii normale	74	< 9	<50	E_1	E_2-G_2
		Colector Asincrone Perii înguste sub 10 kW	75	<10	630	E_3	
		Colector Asincrone „ „ 10—50 kW	76	<10	630	E_2	
		Colector Asincrone „ „ peste 50 kW	77	<10	<40	E_2	G_2
		Colector Excitatrice pt. turbă, vezi generatori de c. c.	78	—	—	—	—
		Colector Tracţiune (vezi capitol special)	79	—	—	—	—
		Monofazate sub 1 kW (şi repulsie)	80	< 6	<10	K_1	K_2
		Monofazate peste 1 kW	81	—	—	E_4	E_3-K_2-G_2
		Observaţii: Inelele maşinilor sincrone sînt clasificate la generatorii de curent alternativ.					
	Generatori	*Inele Cu şi Bz* Normale, sub 25 m/s	82	< 8		E_5	E_4-G_4
		Inele Cu şi Bz „, sub 25 m/s	83	10—12		E_5	E_4 M_3
		Inele fontă şi oţel Normale, sub 25 m/s	84	< 8		G_3	G_4
		Inele fontă şi oţel „, sub 25 m/s	85	10—12		E_5	G_4
		Colect. excitatrice Peste 100 V, sub 25 m/s	86			E_3	G_3
		Colect. excitatrice 60—100 V, sub 25 m/s	87			E_5	E_4-E_3-G_4
		Colect. excitatrice 20— 60 V, sub 25 m/s	88			M_3	
		Inele Cu şi Bz Normale, peste 25 m/s	89	< 8		E_1	E_5
		Inele Cu şi Bz „, peste 25 m/s	90	<10		M_3	E_5
		Inele fontă şi oţel Normale, peste 25 m/s	91	< 8		E_5	G_4
		Inele fontă şi oţel „, peste 25 m/s	92	<10		E_1	E_5
		Colect. Excitatrice peste 100 V, peste 25 m/s	93			E_3	G_3
		Colect. Excitatrice sub 100 V, peste 25 m/s	94			E_4	G_4

(urmare tabela 5)

Prescripțiuni pentru alegerea periilor de cărbune pentru mașini electrice

		Tipul mașinii și utilizarea	Nr. crt.	I_{perie} A/cm²	V_{colect} m/sec	Calitatea periei: Prima alegere	Calitatea periei: Alte posibilități
Auto		Dinam — perii principale	95			E_3	M_3
		Dinam — peria de cîmp	96			E_3	G_2
		Starter — 24 V	97			M_5	
		Starter — 12 V	98			M_6	
		Starter — 6 V	99			M_7	
		Dinam-Starter — perii principale	100			M_5	M_1
		Dinam-Starter — perii de cîmp	101			M_1	
		Distribuitori (Delco)	102			K_2	K_1
		Magnetouri	103			K_2	K_1
		Uscătoare de parbriz	104			M_2	M_6
Universale		Motoare f. mici — Ventilatoare, aspiratoare, forcr.	105			K_2	K_1
		Motoare f. mici — unelte electrice de mînă	106			E_3	
Întreruptoare		Întrerupătoare — contacte de rupere	107			E_3	K_1
		Controlere — cu rupere ușoară	108			M_1	M_4
		Controlere — cu rupere grea	109			E_5	E_3

zintă numărul de cm² din suprafața colectorului afectat fiecărui amper debitat de mașină. Această mărime legată de condiția unei supratemperaturi maximale de 60°C, poate determina calitatea periei pentru inele, conform nomogramei din fig. 6 întocmită în ideile de mai sus și calculată pentru perii de fabricație sovietică. Nomograma se folosește conform schemei de la baza sa, iar punctele se aliniază cu o riglă. Prima axă reprezintă diametrul colectorului exprimat în (cm). A doua axă reprezintă lungimea colectorului cm. A treia axă — pivot-poartă

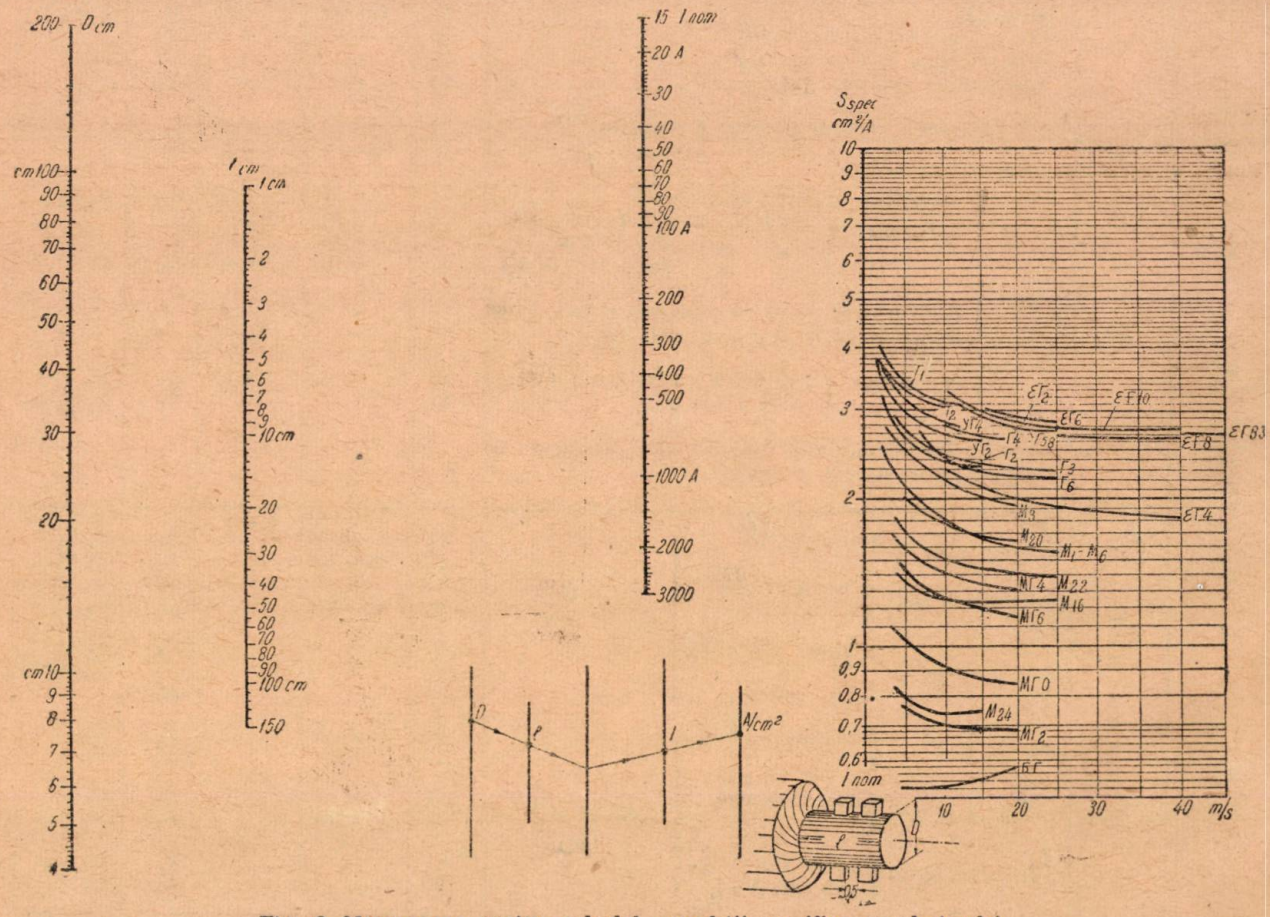


Fig. 6. Nomograma pentru calculul suprafeței specifice a colectorului.

un rezultat intermediar. Axa a patra poartă intensitatea nominală a maşinii (amperi). Pe axa a cincea se găseşte suprafaţa specifică a colectorului (cm^2/A). In diagrama semilogaritmică care face parte din nomogramă sînt înscrise curbele periilor sovietice care funcţie de diferite viteze periferice dau o supratemperatură de 60°C. Dacă de exemplu suprafaţa specifică este 1,4 cm^2/A, şi viteza periferică 20 m/s, atunci calitatea sovietică M 22 dă o supratemperatură a colectorului de 60°C. Toate calităţile periilor de sub curba M 22 dau supratemperaturi mai mici. Toate calităţile de deasupra nu sînt utilizabile, dînd supratemperaturi mai mari. Supratemperatura a fost fixată la 60°C, deoarece dacă temperatura colectorului creşte peste 90°C, pelicula de apă aderentă pe colector care asigură ungerea prin formarea acidului grafitic începe să se evapore, rezultînd o uzură incompatibilă, atît pentru perie, cît şi pentru colector.

Abaca descrisă mai sus nu ţine însă seama de calitatea comutativă a periilor şi de condiţiile locale de exploatare. Se observă totuşi, că atît calitatea de comutare, cît şi căderea de tensiune pe contact scad cu cît curba este mai aproape de axa vitezelor periferice. Alegînd peria indicată de diagramă, se alege deci implicit aproape cea mai bună calitate din punct de vedere al comutaţiei. Este posibil ca la maşinile de foarte joasă tensiune să stînjenească mărimea căderii de tensiune pe contact şi atunci să fie nevoie de o altă calitate de perie, cu caracteristica mai apropiată de abscisă. In acest caz, colectorul va realiza echilibrul termic pentru o supratemperatură mai mică decît 60°C, aceasta indicînd că maşina putea fi proiectată cu colectorul mai mic. Cele arătate duc la ideea încercării unei anchete care ar putea sintetiza eventual în această singură diagramă întreaga experienţă obţinută de constructori în proiectarea colectoarelor.

Pentru aceasta, nu se propune completarea cîmpului semilogaritmic cu curbele specifice cărbunilor, ci cu zona corespunzătoare clasificării din tabela 2. Aceasta ar avea o sumă de avantaje în special pentru proiectarea maşinilor electrice. Astfel, extrăgînd din tabela 3 pentru complexul maşină-exploatare-cărbune, peria consacrată de exploatare, rezultă domeniul în care se poate plasa viteza periferică şi suprafaţa specifică. De asemenea, rezultă mai departe dimensiunile colectorului în funcţie de intensitatea nominală a maşinii. Suprafaţa de contact a periilor este o urmare directă a cunoaşterii intensităţii nominale a maşinii şi a intensităţii admise A/cm^2 perie, conform tabelei 2. Numărul de perii pentru fiecare suport de port-perie rezultă din acoperirea admisă de proiectant (circa 2,5 lamele). Este posibil ca zonele numite să nu se poată delimita în diagramă şi atunci extinderea utilizării diagramei de la inele la colectoare să nu fie posibilă. Totuşi această afirmaţie nu se poate face decît după obţinerea rezultatelor unei anchete largi făcute în acest sens.

Bibliografie

[1] *L.M. Piotrovski*: Electriceskie maşinî-Moscova 1950. Trad. din limba rusă. Editura Energetică de Stat, 1953.

[2] *Arnold la Cour*: Die Gleichstrommaschine. Edit.J. Springer, Berlin, 1919.

[3] *Belkin M.D.* şi *Stîhnov G.S.*: Scetki dlea electriceskih maşin. Gosenergoizdat, Moscova—Leningrad, 1952.

[4] *Viehmann H*: Abnormaler Verschleiss von Kohlebürsten, ETZ, 1949, pag. 263.

[5] *Schliephake Alfred*: Incercări asupra influenţei atmosferei asupra căderii de tensiune pe contact, ETZ 1950, pag. 32 şi Publ. Fab. Schunk & Ebe oct. 1950. Studien uber den Einfluuss der umgebenden Atmosphàre auf das Verhalten des Schleifkontaktes. Feröff. Forschungslab, Schunk & Ebe nov. 1950.

[6] *Burstyn W.*: Elektrische Kontakte und Schaltvorgange, Edit. J. Springer, 1950

[7] *Hunter Brown*: Perii şi maşini electrice. Morganite Cruicible Comp. Ltd., London, 1929.

[8] *Heinrich (Le carbone)*: Le problème des balais dans la construction des machines electriques Ed. Dunod, Paris, 1929.

[9] *Neukirchen H. (Siemens Plania)*: Kohlebürsten, Ed. J. Springer, Berlin, 1934.

[10] *Holm Rognar*: Technische Physik der elektrischen Kontakte. Ed. J. Springer, Berlin, 1941.

[11] *Holm Rognar*: Verschleiss und Reibung in Schleifkontakten. Wiss. Veröff. Siemens Konzern 18 (1939), 73-100.

[12] *Neukirchen H*: Die Elektrolyse im Schleifkontakt Ringsdorff, Veroff.a.d. Forschungsgebiet, 1952.

[13] *Iuditzki S.B.*: Ungerea colectorului şi impregnarea periilor cu ulei. Electricestvo, 1938—59, Nr, 7, pag. 69.

[14] *Hessler V.B.*: Abrasion a factor in electrical brush wear. El. Engng 57 (1937), pag. 8—12 şi ETZ 1937, pag. 692.

[15] *Hayes M.F.*: Current collecting brushes in electrical mashines, London, 1947.

[16] *Cataloage*: U.R.S.S., Ringsdorff, Siemens Plania, Konradzy, Gerken, Schunk & Ebe, Lessing Lichtenberg, Morganite, Heid. Société Lorraine de Charbon, Monti Martini, Electro-carbonium, producţia indigenă (M.E.E. —SRUP—S.Pop).

[17] *Karasev M.F.*: Studiul experimental pe modele al procesului de comutaţie la maşina de curent continuu Electricestvo, 1948, Nr. 7.

[18] *Karasev M.F.*: Cu privire la problema comutaţiei maşinilor de curent continuu. Doc.I.D.T. 3441.

[19] *Kunţ I.S.*: Contacul glisant al maşinilor electrice I.D.T. Al 50 (TBTI Moscova, 1948).

[20] *Karasev M.F.*: Natura contactului periilor la maşini de curent continuu, Electricestvo, 1948 (nr. 10).

★

УГОЛЬНЫЕ ЩЕТКИ ДЛЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Резюме

Дается краткий обзор параллельного развития щеток и электрических машин. Обсуждается выбор критерий классификации щеток, для получения в конечной сложности наиболее общей классификационной таблицы, а также и двух таблиц содержащих способ внесения заграничных изделий в указанную классификацию т. е. указываются возможности их замены. В конце предлагается анкета для определения оптимальных поверхностей охлаждения коллекторов в зависимости от типа машины и щеток которые могут быть использованны.

COMPORTAREA MOTOARELOR ASINCRONE TRIFAZATE, LA TRECEREA DELA 320 V ŞI 42 Hz LA 380 V ŞI 50 Hz.

Lector Ing. I. NOVAC

Se studiază, succint, modificările caracteristicilor principale ale motoarelor asincrone la variaţii simultane ale tensiunii, frecvenţei şi momentului rezistent. Pe baza relaţiilor generale stabilite se trece la determinarea modificărilor ce intervin la trecerea dela 320 V şi 42 Hz la 380 V şi 50 Hz, atît pentru cazul cînd momentul rezistent rămîne constant, cît şi atunci cînd se modifică. Pe baza analizei rezultatelor obţinute se trag o serie de concluzii, dîndu-se şi un exemplu numeric.

Problema trecerii dela tensiunea de 320 V, sub frecvenţa de 42 Hz, care există astăzi într-unul din oraşele noastre, la tensiunea de 380 V sub frecvenţa standardizată de 50 Hz, ridică o serie de probleme derivate; între ele se află şi aceea a comportării motoarelor electrice asincrone trifazate, construite pentru tensiunea nominală $U_n = 320$ V şi frecvenţa nominală $f_n = 42$ Hz, în noile condiţii create.

Tratarea acestei probleme, în sensul de a studia modificările ce vor surveni în ceea ce priveşte caracteristicile motoarelor, prezintă importanţă prin faptul că, într-unul din oraşele noastre cu industrie dezvoltată, motoarele asincrone sînt folosite pe o scară largă; aceste motoare, puse să funcţioneze în noile condiţii se vor comporta diferit şi în unele cazuri în mod dezavantaj .. Scopul studiului de faţă este de a determina modificările ce vor surveni, pentru ca cei chemaţi să rezolve diferitele probleme ce se vor pune cu ocazia introducerii noului sistem, să aibă un îndreptar.

Se va studia în primul rînd în forma generală, influenţa variaţiei simultane a tensiunii, frecvenţei şi momentului rezistent asupra comportării motoarelor asincrone trifazate.

Făcîndu-se particularizarea că variaţia de tensiune procentuală este egală cu variaţia de frecvenţă procentuală, se vor trage concluzii asupra comportării viitoare a maşinilor asincrone în cele două cazuri posibile:

a) cînd momentul rezistent nu depinde de turaţie;

b) cînd momentul rezistent variază odată cu turaţia.

I. Influenţa variaţiei simultane a tensiunii, frecvenţei şi momentului rezistent asupra caracteristicilor motoarelor asincrone

Fie U_n şi f_n tensiunea şi frecvenţa nominală a unui motor aisncron trifazat. Să notăm cu K_u raportul dintre tensiunea de alimentare a motorului şi tensiunea nominală şi cu K_f raportul frecvenţelor corespunzătoare.

$$K_u = \frac{U_x}{U_n} \quad ; \quad K_f = \frac{f_x}{f_n} \qquad (1)$$

U_x şi f_x reprezintă tensiunea şi frecvenţa cu care este alimentat motorul.

In ipoteza că variaţia turaţiei, determinată de variaţia tensiunii şi a frecvenţei, modifică momentul rezistent al dispozitivului pe care-l antrenează motorul, momentul M_x pe care este nevoit să-l dezvolte motorul diferă de momentul nominal M_n.

Fie m_x raportul celor două momente:

$$m_x = \frac{M_x}{M_n}. \qquad (2)$$

In cele ce urmează, se consideră rezistenţele bobinajelor neglijabile faţă de reactanţe, lucru practic posibil, mai ales în cazul motoarelor mari.

In aceste condiţii, principalele caracteristici ale motorului se modifică faţă de vechile condiţii de funcţionare, după cum urmează. Vom pune indicele „x" fiecărei mărimi care corespunde noilor condiţii.

1. *Fluxul maşinii.* Neglijînd căderile ohmice şi inductive faţă de t.e.m., fluxul maşinii asincrone este:

$$\Phi = \frac{U}{4{,}44 \cdot f \cdot w \cdot k_b \cdot 10^{-8}}$$

Rezultă:

$$\frac{\Phi_x}{\Phi_n} = \frac{U_x}{U_n} \cdot \frac{f_n}{f_x} = \frac{K_u}{K_f}. \qquad (3)$$

2. *Alunecarea S_M şi momentele caracteristice ale maşinii.* Relaţia care dă valoarea alunecării pentru care motorul dezvoltă momentul maxim este:

$$S_M = \frac{C_1 R_2'}{X_{sc}},$$

unde $C_1 = 1 + \frac{X_1}{X_m}$, ($X_1$ şi X_m reprezintă reactanţa de dispersie a bobinajului primar, respectiv reactanţa circuitului de magnetizare) R_2' este rezistenţa bobinajului rotoric redus la stator, iar X_{sc} este reactanţa de scurtcircuit. Rezultă:

$$\frac{S_{Mx}}{S_{M_n}} = \frac{f_n}{f_x} = \frac{1}{K_f} \qquad (4)$$

În condițiile simplificatoare considerate, valoarea momentului maxim M_M este:

$$M_M = \frac{3\,p\,U^2}{4\pi f \cdot C_1 \cdot X_{sc}}$$

unde p reprezintă numărul perechilor de poli. Rezultă:

$$\frac{M_{M_x}}{M_{M_n}} = \frac{U_x^2}{U_n^2} \cdot \frac{f_n^2}{f_x^2} = \left(\frac{K_u}{K_f}\right)^2 \qquad (5)$$

Momentul de pornire M_p este dat de relația:

$$M_p = \frac{3\,p \cdot U^2 \cdot R_2'}{2\pi f \cdot X_{sc}^2}$$

Deci:

$$\frac{M_{p_x}}{M_{p_n}} = \frac{U_x^2}{f_x^3} \cdot \frac{f_n^3}{U_n^2} = \frac{K_u^2}{K_f^3} \qquad (6)$$

Supraîncărcabilitatea motorului asincron trifazat este:

$$\lambda = \frac{M_M}{M} = \frac{M_M}{P_M} \cdot \Omega$$

unde P_M reprezintă puterea electromagnetică, iar Ω iuțeala unghiulară a cîmpului magnetic rotitor. Ținînd seama de faptul că:

$$M_M = \frac{3\,p\,U^2}{2C_1 \cdot p \cdot \Omega \cdot X_{sc}}$$

se obține:

$$\lambda = \frac{3\,U^2}{2c_1 \cdot P_M \cdot X_{sc}}$$

Inseamnă că

$$\frac{\lambda_x}{\lambda_n} = \frac{U_x^2 \cdot f_n \cdot P_{M_n}}{U_n^2 \cdot f_x \cdot P_{M_x}} = \frac{U_x^2 \cdot f_n \cdot M_n \cdot \Omega_n}{U_n^2 \cdot f_x \cdot M_x \cdot \Omega_x}$$

Deoarece

$$\Omega = \frac{2\pi f}{p}$$

$$\frac{\lambda_x}{\lambda_n} = \left(\frac{U_x}{U_n}\right)^2 \cdot \left(\frac{f_n}{f_x}\right)^2 \cdot \frac{M_n}{M_x} = \frac{K_u^2}{m_x \cdot K_f^2} \qquad (7)$$

3. *Alunecarea mașinii.* Alunecarea cu care lucrează motorul asincron se poate exprima în funcție de alunecarea S_M și supraîncărcabilitatea λ:

$$S = \frac{S_M}{\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}}$$

Rezultă:

$$\frac{S_x}{S_n} = \frac{\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1}}{\lambda_x + \sqrt{\lambda_x^2 - 1}} \cdot \frac{S_{M_x}}{S_{M_n}} = \frac{1}{K_f} \cdot \frac{\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1}}{\lambda_x + \sqrt{\lambda_x^2 - 1}}$$

sau ținînd seama de relația (7):

$$\frac{S_x}{S_n} = \frac{m_x \cdot K_f^2 \left[\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1}\right]}{K_f\left[\lambda_n K_u^2 + \sqrt{\lambda_n^2 \cdot K_u^4 - m_x^2 \cdot K_f^4}\right]} \qquad (8)$$

4. *Turația mașinii.* Se știe că turația mașinii asincrone este:

$$n = n_1 (1 - S),$$

unde n_1 reprezintă turația sincronă. Urmează că:

$$\frac{n_x}{n_n} = \frac{1 - S_x}{1 - S_n} \cdot \frac{f_x}{f_n} = k_f \frac{1 - S_x}{1 - S_n} \qquad (9)$$

în care se poate introduce pentru s_x valoarea ce rezultă din relația (8).

5. *Curentul de mers în gol.* Fiecărui curent de mers în gol, îi corespunde un flux în mașină. Dacă se cunoaște curba

$$\frac{\Phi}{\Phi_n} = f\left(\frac{I_0}{I_{0_n}}\right)$$

pentru mașina respectivă, din curbă, pentru raportul cunoscut $\frac{\Phi}{\Phi_n} = \frac{\Phi_x}{\Phi_n} = \frac{K_u}{K_f}$ se poate determina imediat raportul $\frac{I_{0_x}}{I_{0_n}}$.

6. *Curentul rotoric redus.* Se știe că

$$I_2' \cong \frac{U}{\sqrt{\left(\frac{C_1 R_2'}{S}\right)^2 + X_{sc}^2}} \cong \frac{U}{X_{sc}\sqrt{1 + \left(\frac{S_M}{S}\right)^2}}$$

Inlocuind

$$\left(\frac{S_M}{S}\right)^2 + 1 = (\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1})^2 + 1 = 2\lambda(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1})$$

se obține:

$$\frac{I_{2_x}'}{I_{2_n}'} = \frac{U_x}{U_n} \cdot \frac{f_n}{f_x} \cdot \sqrt{\frac{\lambda_n(\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1})}{\lambda_x(\lambda_x + \sqrt{\lambda_x^2 - 1})}}$$

$$\frac{I_{2_x}'}{I_{2_n}'} = \sqrt{m_x \frac{\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1}}{\lambda_x + \sqrt{\lambda_x^2 - 1}}} \qquad (10)$$

în care λ_x are valoarea ce corespunde din relația (7).

7. *Unghiul de defazaj.* Valoarea unghiului de defazaj dintre curentul rotoric redus și tensiunea de borne primară este dată de relația:

$$\operatorname{tg} \varphi_1' = \frac{X_{sc}}{R_1 + \frac{R_2'}{S}} \cong \frac{S \cdot X_{sc}}{R_2'} = \frac{S}{S_M}$$

Rezultă deci:

$$\frac{\operatorname{tg} \varphi_{1_x}'}{\operatorname{tg} \varphi_{1_n}'} = \frac{S_x}{S_n} \cdot \frac{S_{M_n}}{S_{M_x}} = k_f \cdot \frac{1}{K_f} \cdot \frac{\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1}}{\lambda_x + \sqrt{\lambda_x^2 - 1}} =$$

$$= \frac{\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1}}{\lambda_x + \sqrt{\lambda_x^2 - 1}} \qquad (11)$$

8. *Puterea maşinii.* Deoarece puterea este exprimată prin

$$P = M\,\Omega = M \cdot \frac{2\pi f}{p}$$

$$\frac{P_x}{P_n} = \frac{M_x}{M_n} \cdot \frac{f_x}{f_n} = m_x \cdot k_f. \qquad (12)$$

9. *Puterea reactivă a maşinii.* Puterea reactivă a motorului, dacă se consideră curentul de mers în gol ca pur reactiv, este :

$$P_r = 3U\,(I_1' \cdot \sin \varphi_1' + I_0).$$

In cazul variaţiei de tensiune, frecvenţă şi moment rezistent I_{2x}' este dat de relaţia (10), iar

$$\sin \varphi_{1x}' = \frac{\operatorname{tg} \varphi_{1x}'}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_{1x}'}}$$

Cum $\operatorname{tg} \varphi_{1x}' = \frac{1}{\lambda_x + \sqrt{\lambda_x^2 - 1}}$ rezultă pentru $\sin \varphi_{1x}' =$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\lambda_x(\lambda_x + \sqrt{\lambda_x^2 - 1})}}.$$

Puterea reactivă va avea valoarea :

$$P_{r_x} = 3U_x \cdot \left[I_{2n}' \cdot \frac{K_u}{K_f} \cdot \sqrt{\frac{\lambda_n(\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1})}{2\lambda_x^2(\lambda_x + \sqrt{\lambda_x^2 - 1})^2}} + I_{0x} \right]. \qquad (13)$$

Puterea reactivă nominală se poate exprima prin relaţia (13) modificată în sensul că ne referim la funcţionarea în regim nominal. Pentru acest regim $K_u = K_f = 1$, $\lambda_x = \lambda_n$, $U_n = U_x$, $I_{0x} = I_{0n}$.

Rezultă pentru puterea reactivă nominală expresia :

$$P_{r_n} = 3U_n \cdot \left[I_{2n}' \sqrt{\frac{1}{2\lambda_n(\lambda_x + \sqrt{\lambda_n^2 - 1})}} + I_{0n} \right]$$

Inseamnă că

$$\frac{P_{r_x}}{P_{r_n}} = K_u \frac{I_{2n}' \cdot \frac{K_u}{K_f} \sqrt{\frac{\lambda_n(\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1})}{2\lambda_x^2(\lambda_x + \sqrt{\lambda_x^2 - 1})^2}} + I_{0x}}{I_{2n}' \sqrt{\frac{1}{2\lambda_n(\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1})}} + I_{0n}} \qquad (14)$$

în care λ_x are valoarea dată de relaţia (7), iar I_{0x} se determină după cum s'a văzut la punctul 5.

10. *Pierderile şi randamentul maşinii.* Pierderile ce au loc într-o maşină asincronă sînt : pierderi în oţel, pierderi în cupru şi pierderi mecanice.

La inducţie sinusoidală în timp, pierderile specifice în oţel sînt :

$$p_{Fe}' = p_H' + p_{cv}' = K_1 \cdot f \cdot \Phi^2 + K_2 \cdot f^2 \cdot \Phi^2,$$

unde p_H' şi p_{cv}' reprezintă pierderile specifice prin histereză, respectiv curenţi vagabonzi. Rezultă :

$$\frac{p_{Fe_x}}{p_{Fe_n}} = \frac{f_x \cdot \Phi_x^2 (K_1 + K_2 f_x)}{f_n \cdot \Phi_n^2 (K_1 + K_2 f_n)} = K_f \cdot \left(\frac{K_u}{K_f}\right)^2 \cdot \frac{K_1 + K_2 \cdot f_x}{K_1 + K_2 \cdot f_n} \qquad (15)$$

Neglijînd valoarea curentului de mers în gol faţă de valorile curentului statoric şi rotoric redus la stator, curentul statoric variază la fel cu cel rotoric redus (relaţia (10)) şi deci pierderile în cupru se pot exprima sub forma :

$$\frac{p_{cu_x}}{p_{cu_n}} = m_x \frac{\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1}}{\lambda_x + \sqrt{\lambda_x^2 - 1}} \qquad (16)$$

Randamentul maşinii în noile condiţii de funcţionare, şi făcînd ipoteza că pierderile mecanice variază proporţional cu turaţia, ceea ce practic este corect, are valoarea :

$$\eta_x = \frac{P_x}{P_x + \Sigma p_x} = \frac{m_n \cdot K_f \cdot P_n}{m_x \cdot K_f \cdot P_n + p_{Fe_n} \cdot K_f \cdot \left(\frac{K_u}{K_f}\right)^2 \frac{K_1 + K_2 \cdot f_x}{K_1 + K_2 \cdot f_n} + p_{cu_n} \cdot m_x \frac{\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1}}{\lambda_x + \sqrt{\lambda_x^2 - 1}} + p_{m_n} \cdot K_f}$$

sau

$$\eta_x = \frac{1}{1 + p_{Fe_n} \cdot \frac{K_u^2}{K_f^2} \cdot \frac{K_1 + K_2 f_x}{m_x \cdot P_n (K_1 + K_2 \cdot f_n)} + p_{cu_n} \cdot \frac{\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1}}{K_f \cdot P_n (\lambda_x + \sqrt{\lambda_x^2 - 1})} + p_{m_n} \cdot \frac{1}{m_x \cdot P_n}} \qquad (17)$$

Raportul randamentelor η_x şi η_n este :

$$\frac{\eta_x}{\eta_n} = \frac{1 + \frac{p_{Fe_n} + p_{cu_n} + p_{m_n}}{P_n}}{1 + p_{Fe_n} \cdot \frac{K_u^2}{K_f^2} \cdot \frac{K_1 + K_2 f_x}{m_x \cdot P_n (K_1 + K_2 \cdot f_n)} + p_{cu_n} \cdot \frac{\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1}}{K_f \cdot P_n (\lambda_x + \sqrt{\lambda_x^2 - 1})} + p_{m_n} \cdot \frac{1}{m_x \cdot P_n}} \qquad (18)$$

11. *Incălzirea maşinii.* In ipotezele făcute de Alexeev, încălzirea unei maşini asincrone se poate calcula cu ajutorul relaţiei:

$$\vartheta = \vartheta_1 + \vartheta_2 + \vartheta_3,$$

unde

$$\vartheta_1 = \frac{\Sigma p}{\alpha_0 S_1 + \alpha_v S_2}$$

reprezintă încălzirea carcasei faţă de mediul ambiant (Σp — suma pierderilor, α_0 — coeficientul de transport al căldurii în aer liniştit; α_v — acelaşi coeficient pe partea suflată a suprafeţei de răcire, S_1 — suprafaţa carcasei nesuflată de aer, S_2 — suprafaţa suflată de aer)

$$\vartheta_2 = \frac{p_{Fe} + p_{cu_1}}{S_e} \cdot \frac{\beta_a}{\lambda_a}$$

reprezintă încălzirea oţelului statoric faţă de carcasă (S_e — suprafaţa exterioară a statorului, β_a — valoarea interstiţiului de aer, λ_a — conductibilitatea aerului în straturi subţiri)

$$\vartheta_3 = \frac{p_{cu_1}}{S_c} \cdot \frac{\beta_i}{\lambda_i}$$

reprezintă încălzirea cuprului statoric faţă de oţelul statoric (S_c — suprafaţa crestăturilor statorice, β_i — grosimea izolaţiei, λ_i — conductibilitatea termică a izolaţiei).

Ştiind că $\alpha = \alpha_0 (1 + 1{,}3 \sqrt{v})$, unde v — viteza aerului care suflă suprafaţa maşinii, prin înlocuirea sumei $S_1 + S_2 = S_t$ se poate scrie:

1. *Fluxul maşinii.* Pentru $K_u = K_f$, relaţia (3) devine:

$$\Phi_x = \Phi_n, \qquad (20)$$

adică fluxul maşinii nu se modifică.

2. *Alunecarea S_M şi momentele caracteristice.* Conform relaţiei (4), alunecarea la care are loc

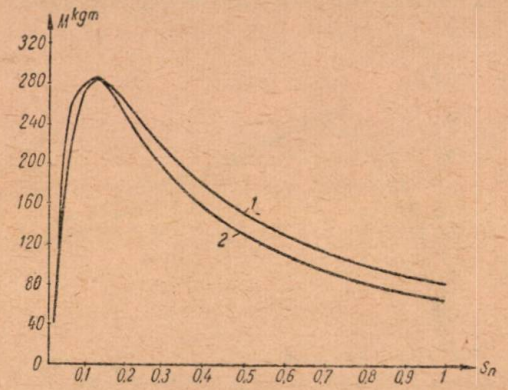


Fig. 1. Curba momentului unui motor asincron de 147 kW, $p = 2$, conexiune y. Curba 1 — la 320 V şi 42 Hz, curba 2 — la 380 V şi 50 Hz.

momentul maxim variază invers proporţional cu K_f şi pentru $K_f = 1{,}19$

$$S_{M_x} = 0{,}84 \cdot S_{M_n}. \qquad (21)$$

Deoarece raportul momentelor maxime este direct proporţional cu patratul lui K_u şi invers proporţional cu patratul lui K_f, valoarea momentului maxim nu se modifică.

$$M_{M_x} = M_{M_n}. \qquad (22)$$

$$\frac{\vartheta_x}{\vartheta_n} = \frac{\dfrac{p_{Fe_x} + p_{cu_x} + p_{m_x}}{\alpha_0 \cdot S_t + 1{,}3\,\alpha_0 \sqrt{v_x} \cdot S_2} + \dfrac{p_{Fe_x} + p_{cu_{1x}}}{S_e} \cdot \dfrac{\beta_a}{\lambda_a} + \dfrac{p_{cu_{1x}}}{S_c} \cdot \dfrac{\beta_i}{\lambda_i}}{\dfrac{p_{Fe_n} + p_{cu_n} p_{m_n}}{\alpha_0 S_t + 1{,}3\,\alpha_0 \sqrt{v} \cdot S_2} + \dfrac{p_{Fe} + p_{cu_1}}{S_e} \cdot \dfrac{\beta_a}{\lambda_a} + \dfrac{p_{cu_1}}{S_c} \cdot \dfrac{\beta_i}{\lambda_i}} \qquad (19)$$

II. Modificarea caracteristicilor motoarelor asincrone trifazate la trecerea de la 320 V şi 42 Hz la 380 V şi 50 Hz

Dacă motoarele calculate pentru tensiunea de 320 V şi 42 Hz sînt conectate la reţeaua de 380 V şi 50 Hz, coeficienţii K_u şi K_f obţin valoarea:

$$K_u = K_f = 1{,}19.$$

In aceste condiţii, valoarea diferitelor mărimi caracteristice ale motorului, în ipoteza neglijării rezistenţei, se obţin din relaţiile stabilite anterior, prin înlocuirea coeficienţilor K_u şi K_f cu valoarea lor numerică.

In cele ce urmează, se stabilesc noii parametri pe baza ipotezei simplificatoare amintite, urmînd a se atrage atenţia asupra influenţei rezistenţei acolo unde va fi necesar.

Cazul $m_x = 1$. Considerăm în primul rînd cazul în care modificarea tensiunii şi a frecvenţei nu influenţează momentul rezistent al mecanismului pe care îl antrenează motorul, deci $m_x = 1$.

Valorile mărimilor caracteristice, se modifică faţă de valorile nominale, după cum urmează:

Dacă se ţine seama de rezistenţa bobinajului statoric, valoarea momentului maxim creşte cu ceva la trecerea de la 42 Hz la 50 Hz. Practic mărirea momentului maxim este neglijabilă, prezentînd oarecare importanţă numai la maşinile mici.

In ceea ce priveşte momentul de pornire, în cazul $K_u = K_f$, conform relaţiei (6), acesta variază învers proporţional cu K_f. Deci:

$$M_{p_x} = 0{,}84 \cdot M_{p_n}. \qquad (23)$$

In ipotezele admise, supraîncărcabilitatea motorului nu se schimbă:

$$\lambda_x = \lambda_n. \qquad (24)$$

Pentru a se vedea influenţa rezistenţei statorice asupra mărimilor ce caracterizează curba momentului (S_M, M_M, M_p). In fig. 1 se reprezintă curba momentului pentru un motor de 147 kW, conexiunea stea, $p = 2$, la 320 V şi $f = 42$ Hz (curba 1), precum şi curba momentului pentru acelaşi motor la 380 V şi 50 Hz (curba 2). Prin compararea celor două curbe se observă că momentul maxim creşte în cazul trecerii la

380 V şi 50 Hz cu aproximativ 1%, o creştere neglijabilă.

In schimb la motoare de putere mică, unde rezistenţa are valori ce nu se pot neglija faţă de reactanţă, momentul maxim, în cazul trecerii la 50 Hz, creşte destul de mult. In acest sens fig. 2 reprezintă aceleaşi curbe ale momentului

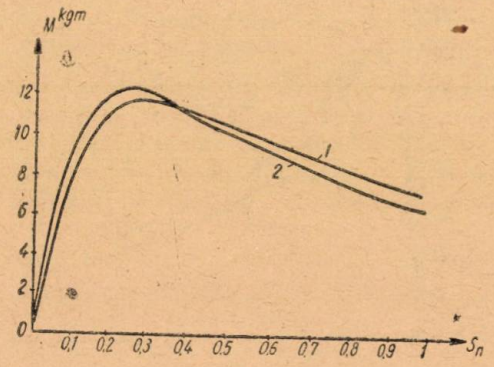


Fig. 2. Curba momentului unui motor asincron de 3,5 kW, $p = 3$, conexiune y. Curba 1 — la 320 V şi 42 Hz, curba 2 — la 380 V şi 50 Hz.

în cele două cazuri amintite, pentru un motor de 3,5 kW, conexiune stea, $p = 3$. Prin compararea lor se observă că de data aceasta, momentul maxim creşte cu 4,3%.

Rezistenţa influenţează şi asupra momentului de pornire: la motoarele mici rezistenţa maşinii influenţează pozitiv momentul de pornire, în sensul că la trecerea la 50 Hz, momentul M_p va scădea cu mai puţin decît 16%, cît rezultă din relaţia (23) (în cazul motorului considerat cu aproximativ 10%).

3. *Alunecarea maşinii.* Pentru $K_u = K_f$ şi $m_x = 1$, alunecarea variază invers proporţional cu K_f, deci:

$$S_x = 0{,}84 \cdot S_n. \tag{25}$$

Dacă se ia în considerare şi rezistenţa bobinajului statoric, se găseşte că pentru maşinile mici, la care rezistenţa contează mai mult, alunecarea în noile condiţii obţine valoarea:

$$S_x = (0{,}85 \sim 0{,}88)\, S_n.$$

La maşinile mari, relaţia (25) dă rezultate practic reale.

4. *Turaţia maşinii.* Ca urmare a faptului că frecvenţa creşte, turaţia maşinii se măreşte şi anume:

$$n_x = 1{,}19 \cdot n_n \frac{1 - 0{,}84\, S_n}{1 - S_n}. \tag{26}$$

In fig. 3 se dau curbele $n_x = f(S_n)$, pentru maşini asincrone trifazate avînd $p = 1, 2, 3$. Cu ajutorul lor se poate determina care va fi noua turaţie, dacă la 320 V şi 42 Hz maşina lucra cu alunecarea S_n.

De remarcat faptul că, indiferent de numărul perechilor de poli, creşterea procentuală de turaţie faţă de turaţia cu care lucra maşina la 320 V şi 42 Hz, este cu atît mai mare, cu cît alunecarea cu care funcţiona motorul în aceste condiţii era mai mare (fig. 4).

5. *Curentul de mers în gol.* Deoarece fluxul maşinii nu se modifică, înseamnă că nici în ceea ce priveşte curentul de mers în gol nu există nici o schimbare.

$$I_{0x} = I_{0n}. \tag{27}$$

6. *Curentul rotoric redus.* In cazul $m_x = 1$ şi $K_u = K_f$, relaţia (10) devine:

$$I'_{2x} = I'_{2n}, \tag{28}$$

deci curentul rotoric redus rămîne neschimbat.

7. *Unghiul de defazaj.* Defazajul dintre curentul rotoric redus şi tensiunea de borne rămîne neschimbat. Intr-adevăr, relaţia (11) particularizată pentru datele considerate, devine:

$$\operatorname{tg} \varphi'_{1x} = \operatorname{tg} \varphi'_{1n}. \tag{29}$$

Curentul rotoric redus, curentul de mers în gol şi defazajul rămînînd aceiaşi, rezultă că şi curentul statoric îşi păstrează valoarea.

8. *Puterea maşinii.* Creşterea de frecvenţă măreşte puterea maşinii:

$$P_x = 1{,}19\, P_n. \tag{30}$$

9. *Puterea reactivă.* Mărirea simultană a tensiunii şi frecvenţei în aceeaşi proporţie, la moment

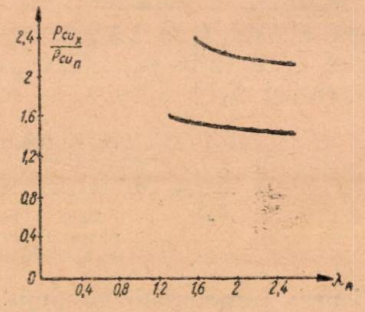


Fig. 3. Curba $n_x = f(s_n)$ pentru maşini asincrone trifazate cu $p = 1, 2, 3$.

rezistent constant, atrage după sine mărirea puterii reactive absorbite de motor.

$$P_{r_x} = 1{,}19\, P_{r_n}. \tag{31}$$

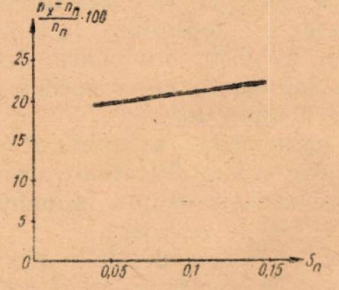


Fig. 4. Curba creşterii procentuale de turaţie în funcţie de alunecarea nominală, la 380 V şi 50 Hz.

10. *Pierderile şi randamentul maşinii.* In ceea ce priveşte pierderile în oţel ale maşinii, consi-

derînd în relaţia (15) $K_u = K_f = 1{,}19$, rezultă:

$$p_{Fe_x} = 1{,}19\, p_{Fe_n} \cdot \frac{K_1 + 50\,K_2}{K_1 + 42\,K_2}. \qquad (32)$$

Deoarece la $f = 50$ Hz, pentru table de dinam de 0,5 mm $K_1 = 4{,}4$ şi $K_2 = 5{,}6$ şi aceşti coeficienţi se modifică puţin la 42 Hz, raportul

$$\frac{K_1 + 50\,K_2}{K_1 + 42\,K_2} \cong \frac{50}{42} = 1{,}19$$

şi deci:

$$p_{Fe_x} \cong 1{,}415\, p_{Fe_n}. \qquad (33)$$

Referitor la pierderile în cupru, ţinînd seama de faptul că curentul statoric rămîne practic constant, după cum s-a arătat mai sus, se poate considera cu aproximaţie suficientă că pierderile în cupru rămîn aceleaşi în noile condiţii de funcţionare ca şi cele de la funcţionarea nominală. Acest lucru rezultă de altfel şi prin particularizarea relaţiei (16):

$$p_{cu_x} = p_{cu_n}. \qquad (34)$$

Dacă se consideră acum relaţia (18), unde se înlocuieşte $m_x = 1$, $K_u = K_f = 1{,}19$, $f_x = 50$ şi $f_n = 42$ Hz, se obţine relaţia randamentului

$$\eta_x = \eta_n \frac{P_n + p_{Fe_n} + p_{cu_n} + p_{m_n}}{P_n + p_{Fe_n}\dfrac{K_1 + 50\,K_2}{K_1 + 42\,K_2} + 0{,}84 \cdot p_{cu_n} + p_{m_n}} \qquad (35)$$

Cum de obicei pierderile în oţel ale unui motor asincron sînt mai mici decît cele în cupru, rezultă că numitorul coeficientului fracţionar din membrul al doilea al relaţiei (35) este mai mic decît numărătorul şi deci $\eta_x > \eta_n$.

11. *Încălzirea maşinii.* In condiţiile cercetate, relaţia (19) devine:

$$\frac{\vartheta_x}{\vartheta_n} = \frac{\dfrac{1{,}19^2\, p_{Fe_n} + p_{cu_n} + 1{,}19\, p_{m_n}}{\alpha_0 S_t + 1{,}3 \cdot \alpha_0 \sqrt{1{,}19\, v}\; S_2} + \dfrac{1{,}19^2 \cdot p_{Fe_n} + p_{cu_{1n}}}{S_e} \cdot \dfrac{\beta_a}{\lambda_a} + \dfrac{p_{cu_{1n}}}{S_c} \cdot \dfrac{\beta_i}{\lambda_i}}{\dfrac{p_{Fe_n} + p_{cu_n} + p_{m_n}}{\alpha_0 S_t + 1{,}3\,\alpha_0 \sqrt{v} \cdot S_2} + \dfrac{p_{Fe_n} + p_{cu_{1n}}}{S_e} \cdot \dfrac{\beta_a}{\lambda_a} + \dfrac{p_{cu_{1n}}}{S_c} \cdot \dfrac{\beta_i}{\lambda_i}}. \qquad (36)$$

S-a presupus că viteza aerului variază proporţional cu turaţia.

Creşterea vitezei aerului îmbunătăţeşte răcirea maşinii; deoarece p_{Fe} şi p_m cresc destul de mult, iar influenţa vitezei aerului este relativ mică, rezultatul final este că încălzirea maşinii creşte cu ceva. Creşterea încălzirii nu este însă prea mare, (cîteva procente) dat fiind că p_{cu}, care predomină într-o maşină asincronă, rămîn practic constante.

Concluziile care se pot trage asupra comportării motoarelor asincrone în cazul trecerii de la 320 V şi 42 Hz la 380 V şi 50 Hz, în ipoteza că mecanismul antrenat nu modifică momentul rezistent aplicat motorului prin schimbarea turaţiei, sînt:

— Curentul de mers în gol, fluxul maşinii, curentul rotoric şi statoric, precum şi supraîncărcabilitatea şi momentul maxim dezvoltat de motor, îşi păstrează practic valoarea. La maşinile mai mici se simte însă o mărire de aproximativ 3—5% a momentului maxim şi deci o creştere a supraîncărcabilităţii.

— Turaţia motorului, puterea electromagnetică şi reactivă cresc cu circa 20%. De asemenea se măresc pierderile în oţel. De remarcat faptul că deşi pierderile în oţel cresc, din cauza măririi procentual mai mari a puterii, randamentul obţine o valoare puţin mărită faţă de cea anterioară.

In ceea ce priveşte încălzirea maşinii, ea creşte cu cîteva procente; de aceea maşinile care la funcţionare nominală aveau o încălzire sub limita admisibilă, pot funcţiona în bune condiţii la trecerea la noul regim.

— Alunecarea la care are loc momentul maxim şi alunecarea nominală scad cu aproximativ 15%; rezultă că porţiunea de stabilitate se micşorează. Cu acelaşi procentaj se micşorează şi momentul de pornire a motoarelor mari, ceea ce echivalează cu înrăutăţirea condiţiilor de pornire. In această privinţă sînt favorizate motoarele de putere mică, la care momentul de pornire scade cu un procentaj mai mic, în jurul a 10%.

Aceste concluzii sînt valabile pentru motoarele care antrenează agregate necesare serviciilor auxiliare, ca de exemplu mori de bile, mori pentru cărbuni etc., care prezintă un moment rezistent practic independent de turaţie.

Cazul $m_x \neq 1$. Pentru cazul cînd modificarea concomitentă a tensiunii şi frecvenţei atrage după sine schimbarea momentului rezistent al mecanismului pe care-l antrenează motorul, trebuie să se ţină seama de acest fapt prin intermediul coeficientului $m_x \neq 1$.

Multe tipuri de mecanisme, prezintă un moment rezistent care variază mai mult sau mai puţin cu turaţia. In cele ce urmează, se vor considera cele două cazuri mai obişnuite şi anume cazul cînd momentul rezistent al agregatului variază proporţional cu turaţia şi cazul cînd variază cu puterea a doua a turaţiei. Mecanisme de acest tip din urmă sînt de exemplu mecanismele centrifugale. O remarcă specială se cuvine pentru pompele centrifugale, la care momentul rezistent variază proporţional cu patratul turaţiei numai dacă asupra lor nu se exercită o contra presiune; în caz contrar exponentul este mai mare.

Relaţia (9) arată că, dat fiind că alunecările cu care lucrează motoarele sînt mici, se poate face ipoteza că turaţia variază direct proporţional cu frecvenţa.

De aceea se poate lua pentru m_x valoarea K_f, respectiv K_f^2. In cele ce urmează, se consideră

$$m_x = K_f^{\alpha},$$

unde $\alpha = 1$, respectiv $\alpha = 2$, după felul agregatului antrenat.

Particularizînd relaţiile obţinute în prima parte, în sensul că se egalează $K_f = K_u = 1{,}19$ şi $m_x = 1{,}19^{\alpha}$ se observă că :

1. Fluxul maşinii, curentul de mers în gol şi momentul maxim îşi păstrează valoarea avută la funcţionarea la 320 V şi 42 Hz. Remarca făcută în ceea ce priveşte momentul maxim pentru cazul precedent ($m_x = 1$) se menţine : din cauza rezistenţei bobinajului, momentul maxim creşte puţin, creşterea fiind cu atît mai mare cu cît puterea motorului este mai mică.

2. Momentul de pornire scade cu 15—10%, micşorarea lui fiind cu atît mai mică, cu cît puterea motorului este mai mică. In ipoteza neglijării rezistenţei bobinajului

$$M_{p_x} = 0{,}84\, M_{p_n}, \tag{37}$$

la fel alunecarea S_M scade :

$$S_{M_x} = 0{,}84\, S_{M_n}. \tag{38}$$

3. Supraîncărcabilitatea maşinii scade :

$$\lambda_x = 0{,}84^{\alpha}\, \lambda_n \tag{39}$$

şi anume mai mult la motoarele ce antrenează instalaţii la care momentul rezistent variază patratic cu turaţia (deci $\alpha = 2$).

4. Alunecarea cu care va lucra motorul depinde de felul agregatului. Pentru condiţiile specificate mai sus, relaţia (8) devine :

$$S_x = S_n \cdot 1{,}19^{\alpha-1} \cdot \frac{\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1}}{\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1{,}19^{2\alpha}}}. \tag{40}$$

In fig. 5 sînt reprezentate curbele $\frac{S_x}{S_n} = f(\lambda_n)$ pentru $\alpha = 1$ şi $\alpha = 2$. Din analiza lor se observă

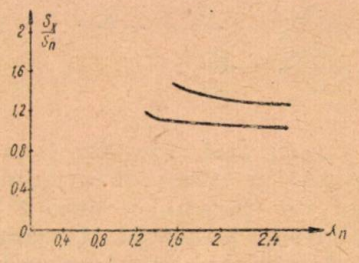


Fig. 5. Curbele $\frac{S_x}{S_n} = f(\lambda_n)$ pentru $\alpha = 1$ şi $\alpha = 2$.

că pentru cazul motoarelor ce antrenează agregate care prezintă moment rezistent proporţional cu turaţia, alunecarea creşte puţin la trecerea la 380 V şi 50 Hz, dacă $\lambda_n \geqslant 1{,}6$, ceea ce practic este satisfăcut. In schimb, dacă instalaţia antrenată prezintă un moment patratic cu turaţia, creşterea alunecării este simţitoare.

Se înregistrează o creştere accentuată a următoarelor mărimi :

5. Turaţia maşinii, considerînd că variază cu frecvenţa, dat fiind că alunecările de lucru ale maşinilor asincrone sînt obişnuit mici, creşte cu aproximativ 20%.

$$n_x \cong 1{,}19\, n_n. \tag{41}$$

6. Curentul redus rotoric, care este dat de relaţia :

$$I'_{2_x} = I'_{2_n} \cdot 1{,}19^{\alpha} \sqrt{\frac{\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1}}{\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1{,}19^{2\alpha}}}}$$

creşte pentru valori obişnuite ale supraîncărcabilităţii cu 20—25% în cazul $\alpha = 1$ şi cu 60—70% în cazul $\alpha = 2$ (fig. 6). Creşterea curentului

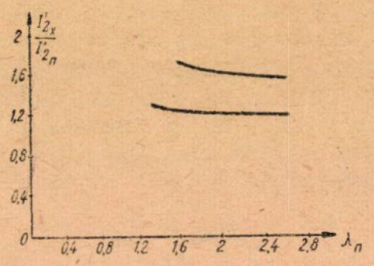


Fig. 6. Curbele $\frac{I'_{2_x}}{I'_{2_n}} = f(\lambda_n)$ pentru $\alpha = 1$ şi $\alpha = 2$.

rotoric redus atrage după sine mărirea curentului statoric, mai ales că şi defazajul φ'_{1_x} creşte.

7. Puterea electromagnetică a maşinii, precum şi puterea reactivă cresc. Avînd în vedere relaţiile (12) şi (14), pentru $K_u = K_f = 1{,}19$ şi $m_x = 1{,}19^{\alpha}$, se obţine :

$$P_x = 1{,}19^{\alpha+1} \cdot P_n \tag{43}$$

$$P_{r_x} = P_{r_n} \cdot 1{,}19 \frac{1{,}19^{\alpha} \cdot I'_{2_n} \sqrt{\frac{1{,}19^{\alpha}(\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1})}{2\lambda_n \left[\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1{,}19^{2\alpha}}\right]^2}} + I_{0_n}}{I'_{2_n} \cdot \sqrt{\frac{1}{2\lambda_n (\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1})}} + I_{0_n}}, \tag{44}$$

Puterea electromagnetică creşte cu aproximativ 40% în cazul cînd $\alpha = 1$, şi cu aproximativ 68% în cazul agregatelor pentru care $\alpha = 2$.

In ceea ce priveşte puterea reactivă, în fig. 7 s-a reprezentat creşterea $\Delta P_r = \frac{P_{r_x} - P_{r_n}}{P_{r_n}} = f(\lambda_n)$ pentru cele două cazuri : $\alpha = 1$, $\alpha = 2$.

Se observă că puterea reactivă absorbită creşte foarte mult (aproximativ 60—70% la $\alpha = 1$ şi 100—140% la $\alpha = 2$), ceea ce va duce la înrăutăţirea simţitoare a factorului de putere cos φ al reţelei.

8. Ca şi în cazul cînd $m_x = 1$, pierderile în oţel cresc aproximativ cu 40%

$$p_{Fe_x} \cong 1{,}415\, p_{Fe_n}. \tag{45}$$

De asemenea, datorită creşterii curenţilor din stator şi rotor, pierderile în cupru se măresc.

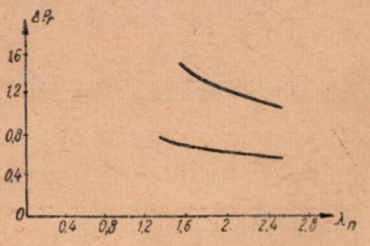


Fig. 7. Curbele $\Delta P_r = f(\lambda_n)$ pentru $\alpha = 1$ şi $\alpha = 2$.

Pentru datele corespunzătoare funcţionării la 380 V şi 50 Hz, cu $m_x \neq 1$, relaţia (16) devine:

$$p_{cu_x} = p_{cu_n} \cdot 1{,}19^{2\alpha} \cdot \frac{\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1}}{\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1{,}19^{2\alpha}}} = p_{cu} \cdot C_\lambda \quad (46)$$

In fig. 8 este reprezentată dependenţa dintre $\frac{p_{cu_x}}{p_{cu_n}}$ şi λ_n pentru $\alpha = 1$, respectiv $\alpha = 2$. Din această figură rezultă că pierderile în cupru se măresc, în cazul supraîncărcabilităţilor normale ($\lambda_n = 1{,}6-2{,}4$), cu 45—50% dacă $\alpha = 1$ şi cu 100—150% pentru $\alpha = 2$.

9. Incălzirea maşinii creşte şi ea simţitor. Dacă momentul rezistent nu este constant, ţinînd seama de creşterea diferitelor pierderi, relaţia (19) devine:

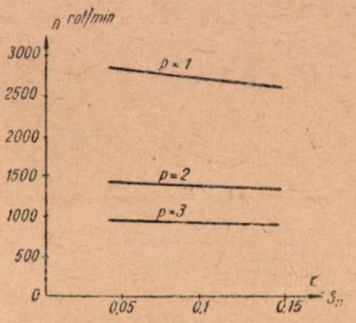


Fig. 8. Curbele $\frac{p_{cu_x}}{p_{cu_n}} = f(\lambda_n)$ pentru $\alpha = 1$ şi $\alpha = 2$.

adică $\eta_x < \eta_n$. Lucrul acesta este dealtfel normal, dat fiind că la $\alpha = 1$, creşterea puterii şi a pierderilor în cupru este aproximativ aceeaşi, pe cînd la $\alpha = 2$, pierderile în cupru cresc procentual mai mult decît creşte puterea.

III. Concluzii

Din cele arătate mai sus se pot trage următoarele concluzii asupra comportării viitoare a motoarelor asincrone trifazate, proiectate pentru 320 V şi 42 Hz, în cazul cînd trecerea la 380 V şi 50 Hz atrage după sine şi modificarea momentului rezistent:

1. Intrebuinţarea motoarelor care antrenează instalaţii de tip „moment rezistent patratic cu turaţia" duce la creşterea alunecării de lucru şi a turaţiei; în acelaşi timp supraîncărcabilitatea scade simţitor (aproximativ cu 25%), domeniul de stabilitate se micşorează relativ mult, condiţiile de pornire se înrăutăţesc prin micşorarea momentului de pornire. Pierderile şi mai ales cele în cupru, cresc mult, la fel încălzirea motorului, ceea ce face imposibilă folosirea motorului la noua putere nominală, dacă la funcţionarea anterioară încălzirea avea valoare normală. Dacă puterea electromagnetică creşte, în schimb, din cauza măririi simţitoare a pierderilor în cupru, randamentul scade. Puterea reactivă absorbită de motor se măreşte şi ea, ceea ce atrage înrăutăţirea factorului de putere al reţelei.

$$\frac{\vartheta_x}{\vartheta_n} = \frac{\dfrac{1{,}19^2\, p_{Fe_n} + C_\lambda\, p_{cu_n} + 1{,}19\, p_{m_n}}{\alpha_0\, S_t + 1{,}3\,\alpha_0 \sqrt{1{,}19\, v} \cdot S_2} + \dfrac{1{,}19^2 \cdot p_{Fe_n} + p_{cu_{1n}} \cdot C_\lambda}{S_e} \cdot \dfrac{\beta_a}{\lambda_a} + \dfrac{C_\lambda\, p_{cu_{1n}}}{S_c} \cdot \dfrac{\beta_i}{\lambda_i}}{\dfrac{p_{Fe_n} + p_{cu_n} + p_{m_n}}{\alpha_0\, S_t + 1{,}3\,\alpha_0 \sqrt{v} \cdot S_2} + \dfrac{p_{Fe_n} + p_{cu_{1n}}}{S_e} \cdot \dfrac{\beta_a}{\lambda_a} + \dfrac{p_{cu_{1n}}}{S_c} \cdot \dfrac{\beta_i}{\lambda_i}} \quad (47)$$

Mai ales la un motor cu supraîncărcabilitate mare şi la care $\alpha = 2$, numărătorul expresiei (47) se măreşte simţitor, încît încălzirea maşinii creşte apreciabil. In general, dacă $\alpha = 1$, încălzirea va creşte cu 25—35%; pentru motoare ce antrenează instalaţii a căror moment rezistent creşte patratic cu turaţia, încălzirea se va mări cu un procentaj şi mai mare, putînd atinge o creştere de 100%. Acest fapt se datoreşte atît măririi apreciabile a pierderilor în cupru, cît şi faptului că viteza aerului şi deci răcirea, se îmbunătăţeşte prea puţin cu creşterea corespunzătoare de turaţie.

10. In ceea ce priveşte randamentul motorului, relaţia (18) devine:

$$\eta_x = \eta_n \frac{P_n + p_{Fe_n} + p_{cu_n} + p_{m_n}}{P_n + p_{Fe_n} \cdot \dfrac{1}{1{,}19^{\alpha-1}} + p_{cu_n} \cdot 1{,}19^{\alpha-1} \cdot \dfrac{\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1}}{\lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1{,}19^{2\alpha}}} + \dfrac{p_{m_n}}{1{,}19^{\alpha}}} \quad (48)$$

Pentru agregatele la care momentul rezistent variază proporţional cu turaţia, η_x are valoarea aproximativ egală cu aceea a lui η_n. La cele cu moment rezistent patratic cu turaţia ($\alpha = 2$), cum la un motor asincron pierderile în cupru sînt predominante, înseamnă că randamentul scade,

2. Folosirea motoarelor ce antrenează instalaţii de tip „moment rezistent proporţional cu turaţia" are aceleaşi urmări asupra modificării domeniului de stabilitate, a momentului de pornire şi a turaţiei; în schimb modificarea supraîncărcabilităţii, a alunecării de lucru, a pier-

derilor, puterilor şi încălzirii este mai puţin importantă decît în cazul cînd motorul antrenează instalaţii de tip „moment rezistent patratic cu turaţia".

IV. Exemplu numeric

Pentru a ilustra cele arătate mai sus, se consideră un motor de putere mică, spre a se vedea modificările caracteristicilor în cazul trecerii de la 320 V şi 42 Hz la 380 V şi 50 Hz. După cum se va observa, rezultatele diferă puţin de cele deduse în ipoteza neglijării rezistenţei, deşi maşina este mică. Rezultă că pentru motoarele mari, la care rezistenţa are valoare foarte mică faţă de reactanţă, relaţiile obţinute dau rezultate foarte puţin depărtate de realitate.

Fie un motor de putere $P_{2_n} = 3{,}5$ kW, $U_1 = 320$ V, $f = 42$ Hz, $\lambda = 2{,}58$, $n = 796$ rot/min, conexiune stea. Parametrii motorului sînt:

$$R_1 = 0{,}976\ \Omega \quad R_2' = 1{,}11\ \Omega, \quad X_1 = 1{,}68\ \Omega,$$
$$X_2' = 2{,}02\ \Omega, \quad I_0 = 5{,}07\ \text{A}.$$

Pierderile maşinii sînt:

$$p_{Fe} = 127\ \text{W}, \quad p_{cu_1} = 310\ \text{W}, \quad p_{cu_2} = 368\ \text{W},$$
$$p_m = 114\ \text{W}.$$

Alunecarea S_M este dată de relaţia:

$$S_M = \frac{c_1 R_2'}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + c_1 X_2')^2}}$$

unde

$$C_1 = 1 + \frac{X_1}{X_m} = 1 + \frac{X_1}{\sqrt{Z_m^2 - R_m^2}}$$

Z_m, X_m şi R_m reprezintă parametrii circuitului de magnetizare.

$$Z_m \cong \frac{U_f}{I_0} = \frac{185}{5{,}07} = 36{,}5\Omega$$

$$R_m = \frac{p_{Fe}}{3 I_0^2} = \frac{127}{3 \cdot 5{,}07^2} = 1{,}65\ \Omega$$

$$C_1 = 1 + \frac{1{,}68}{36{,}1} = 1{,}0465.$$

Rezultă:

$$S_M = \frac{1{,}0465 \cdot 1{,}11}{\sqrt{0{,}976^2 + (1{,}68 + 1{,}0465 \cdot 2{,}02)^2}} = 0{,}296.$$

La trecerea la 50 Hz, raportul reactanţelor X_1 şi X_m rămîne neschimbat, deci şi C_1. Reactanţele bobinajelor devin:

$$X_{1\,50} = \frac{50}{42} \cdot X_1 = 2\Omega \quad ; \quad X'_{2\,50} = \frac{50}{42} \cdot X_2' =$$
$$= 2{,}41\ \Omega$$

Atunci:

$$S_{M50} = \frac{1{,}0465 \cdot 1{,}11}{\sqrt{0{,}976^2 + (2 + 1{,}0465 \cdot 2{,}41)^2}} = 0{,}251.$$

Raportul lor

$$\frac{S_{M_{50}}}{S_M} = \frac{0{,}251}{0{,}296} = 0{,}85.$$

Momentul maxim este dat de relaţia:

$$M_M = \frac{1}{2 C_1} \cdot \frac{m_1 \cdot p \cdot U_1^2}{2\pi f \left[R_1 + \left(X_1 + C_1 X_2'\right)\right]}$$

Momentul maxim la 42 Hz este:

$$M_M = \frac{1}{2{,}093} \cdot \frac{3 \cdot 3 \cdot 185^2}{2\pi \cdot 42\,(0{,}976 + 3{,}8)} \cdot \frac{1}{9{,}81} =$$
$$= 11{,}9\ \text{kgm}.$$

La 50 Hz, momentul maxim devine:

$$M_{M_{50}} = \frac{1}{2{,}093} \cdot \frac{3 \cdot 3 \cdot 220^2}{2\pi \cdot 50\,(0{,}976 + 4{,}52)} \cdot \frac{1}{9{,}81} =$$
$$= 12{,}25\ \text{kgm}.$$

Raportul lor este

$$\frac{M_{M_{50}}}{M_M} = \frac{12{,}25}{11{,}9} = 1{,}03$$

Momentul de pornire se calculează cu relaţia:

$$M_p = \frac{m_1 \cdot p \cdot U_1^2 \cdot R_2'}{2\pi f \left[\left(R_1 + C_1 R_2'\right)^2 + \left(X_1 + C_1 X_2'\right)^2\right]}.$$

Pentru 42 Hz

$$M_p = \frac{3 \cdot 3 \cdot 185^2 \cdot 1{,}11}{2\pi \cdot 42\,[(0{,}976 + 1{,}0465 \cdot 1{,}11)^2 + 3{,}8^2]} \cdot \frac{1}{9{,}81} =$$
$$= 6{,}84\ \text{kgm}.$$

La 50 Hz

$$M_{p_{50}} = \frac{3 \cdot 3 \cdot 220^2 \cdot 1{,}11}{2\pi \cdot 50\,[(0{,}976 + 1{,}0465 \cdot 1{,}11)^2 + 4{,}52^2]} \cdot \frac{1}{9{,}81} =$$
$$= 6{,}05\ \text{kgm}.$$

Raportul lor

$$\frac{M_{p_{50}}}{M_p} = \frac{6{,}05}{6{,}84} = 0{,}885.$$

Alunecarea se determină cu relaţia:

$$S = \frac{S_M}{\lambda + (\lambda - 1)\varepsilon + \sqrt{[\lambda + (\lambda - 1)\varepsilon]^2 - 1}}$$

unde

$$\varepsilon = \frac{R_1}{R_2'} \cdot S_M.$$

In cazul frecvenţei de 42 Hz

$$\varepsilon = \frac{0{,}976}{1{,}11} \cdot 0{,}296 = 0{,}26.$$

$$S = \frac{0{,}296}{2{,}58 + 1{,}58 \cdot 0{,}26 + \sqrt{(2{,}58 + 1{,}58 \cdot 0{,}26)^2 - 1}} =$$
$$= 0{,}051.$$

Pentru 50 Hz

$$\varepsilon_{50} = \frac{0,976}{1,11} \cdot 0,251 = 0,22$$

$$S_{50} = \frac{0,251}{2,58 + 1,58.0,22 + \sqrt{(2,58 + 1,58 \cdot 0,22)^2 - 1}} =$$

$$= 0,0443.$$

Raportul alunecărilor este

$$\frac{S_{50}}{S} = \frac{0,0443}{0,051} = 0,867.$$

Turaţia rotorului în cele două cazuri este:

$$n = n_1 (1 - s) = 840 \cdot 0,949 = 796 \text{ rot/min}$$

$$n_{50} = n_{1_{50}} (1 - s_{50}) = 1000 \cdot 0,955 = 955 \text{ rot/min}$$

Raportul turaţiilor este:

$$\frac{n_{50}}{n} = \frac{955}{796} = 1,2.$$

Puterea electromagnetică este dată de expresia $P = M\Omega$.

Pentru cele două cazuri, se obţine:

$$P = \frac{11,9}{2,58} \cdot \frac{2\pi \cdot 42}{3} \cdot 9,81 = 3982 \text{ W}$$

$$P_{50} = \frac{12,25}{2,58} \cdot \frac{2\pi \cdot 50}{3} \cdot 9,81 = 4890 \text{ W}.$$

Raportul celor două puteri este:

$$\frac{P_{50}}{P} = \frac{4890}{3982} = 1,23.$$

Randamentul la 320 V şi 42 Hz este:

$$\eta = \frac{P - p_{cu_2} - p_m}{P + p_{cu_1} + p_{Fe}} = \frac{3982 - 368 - 114}{3982 + 310 + 127} = 0,793.$$

La 380 V şi 50 Hz, puterea cedată la arbore va fi: $P_{2_{50}} = P_{50} - p_{cu_2} - p_{m_{50}}$, în care putem considera pentru pierderile mecanice valoarea: $p_{m_{50}} = 160$ W, cu care $P_{2_{50}} = 4362$ W. Admiţînd această valoare a pierderiior mecanice, ea reprezintă aproximativ acelaşi procentaj ($\sim 3,6\%$) din puterea la arbore, ca şi în cazul funcţionării la 320 V şi 42 Hz.

Randamentul nou va fi:

$$\eta_{50} = \frac{P_{2_{50}}}{P_{50} + p_{cu_1} + p_{Fe_{50}}}.$$

Pierderile în oţel, reţalculate pentru 50 Hz, reprezintă 150 W, deci:

$$\eta_{50} = \frac{4362}{4890 + 310 + 150} = 0,816.$$

Raportul celor două randamente este:

$$\frac{\eta_{50}}{\eta} = \frac{0,816}{0,793} = 1,024.$$

În ceea ce priveşte încălzirea maşinii, pentru datele nominale, s-a calculat considerîndu-se:

$$\alpha_0 = 1,43 \cdot 10^{-3} \frac{W}{cm^2 \cdot °C}, \quad v = 10 \text{ m/s}$$

$$\beta_a = 0,0075 \text{ cm}, \quad \lambda_a = 0,00025 \frac{W \text{ cm}}{cm^2 \cdot °C}$$

$$\lambda_i = 0,001 \frac{W \text{ cm}}{cm^2 \cdot °C}.$$

Pentru maşina studiată, suprafeţele ce intră în considerare sînt: $S_1 = 4120$ cm^2, $S_2 = 2220$ cm^2, $S_c = 870$ cm^2, $S_c = 2980$ cm^2.

S-au găsit următoarele încălziri:

$$\vartheta_1 = 41,5 \text{ °C}, \quad \vartheta_2 = 15 \text{ °C}, \quad \vartheta_3 = 6,2 \text{ °C}$$

$$\vartheta = \sum_{i=1}^{3} \vartheta_i = 62,7 \text{ °C}.$$

La 380 V şi 50 Hz se obţine:

$$\vartheta_1 = \frac{988 \cdot 10^3}{1,43 \cdot 4120 + 1,43 (1 + 1,3) \sqrt{1,19 \cdot 10)\, 2220}} =$$

$$= 42,4° \text{ C}$$

$$\vartheta_2 = \frac{310 + 150}{870} \cdot \frac{0,0075}{0,00025} = 15,9°\text{C}$$

$$\vartheta_3 = \frac{310}{2980} \cdot \frac{0,06}{0,001} = 62° \text{ C}$$

$$\vartheta_{50} = \vartheta_1 + \vartheta_2 + \vartheta_3 = 42,4 + 15,9 + 6,2 = 64,5°\text{C}.$$

Raportul lor este

$$\frac{\vartheta_{50}}{\vartheta} = \frac{64,5}{62,7} = 1,03.$$

Dacă se modifică şi momentul rezistent, unele din mărimile determinate anterior se modifică mai simţitor decît s-a arătat. Vom nota cu indicele I mărimile ce corespund cazului cînd instalaţia este de tip „moment rezistent proporţional cu turaţia" şi cu indicele II cele ce corespund cazului cînd instalaţia este de tip „moment rezistent patratic cu turaţia". Conform celor arătate la punctul I, următoarele caracteristici ale motorului obţin valorile:

$$\lambda_I = 0,84 \cdot \lambda = 0,84 \cdot 2,58 = 2,16$$

$$\lambda_{II} = 0,84^2 \cdot \lambda = 0,84^2 \cdot 2,58 = 1,82$$

$$s_I = \frac{S_{M_{50}}}{[\lambda_I + (\lambda_I - 1) \cdot \varepsilon_{50} + \sqrt{\{\lambda_I + (\lambda_I - 1)\, \varepsilon_{50}\}^2 - 1}} =$$

$$= \frac{0,251}{2,16 + 1,16 \cdot 0,22 + \sqrt{(2,16 + 1,16 \cdot 0,22)^2 - 1}} = 0,0545.$$

$$s_{II} = \frac{S_{M_{50}}}{\lambda_{II} + (\lambda_{II} - 1)\, \varepsilon_{50} + \sqrt{[\lambda_{II} + (\lambda_{II} - 1)\, \varepsilon_{50}]^2 - 1}} =$$

$$= \frac{0,251}{1,82 + 0,82 \cdot 0,22 + \sqrt{(1,82 + 0,82 \cdot 0,22)^2 - 1}} = 0,0673$$

$$n_I = 1000 (1 - 0,0545) = 945,5 \text{ rot/min}$$

$$n_{II} = 1000 (1 - 0,0673 = 932,7 \text{ rot/min}$$

$P_I = 1{,}19^2 \cdot P_n = 1{,}19^2 \cdot 3982 = 5640$ W
$P_{II} = 1{,}19^3 \cdot P_n = 1{,}19^3 \cdot 3982 = 6700$ W.

De remarcat faptul că se modifică curentul rotoric redus dacă $m_x \pm 1$.

$$I'_{2_I} = \frac{U}{X_{sc_{50}} \sqrt{2\lambda_I \left(\lambda_I + \sqrt{\lambda_I^2 - 1}\right)}} =$$

$$= \frac{220}{4{,}52 \sqrt{4{,}32\,(2{,}16 + \sqrt{2{,}16^2 - 1})}} = 11{,}6 \text{ A}$$

$$I'_{2_{II}} = \frac{U}{X_{sc_{50}} \sqrt{2\lambda_{II} \left(\lambda_{II} + \sqrt{\lambda_{II}^2 - 1}\right)}} =$$

$$= \frac{220}{4{,}52 \sqrt{3{,}64\,(1{,}82 + 1{,}52)}} = 14^{\text{A}}$$

față de curentul la 320 V și 42 Hz care era:

$$I'_2 = \frac{U^*}{X_{sc} \sqrt{2\lambda\,(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1})}} =$$

$$= \frac{185}{3{,}8 \sqrt{5{,}16\,(2{,}58 + 2{,}38)}} = 9{,}63 \text{ A}$$

In aceste condițiuni, considerînd că $I_1 = (1{,}05 - 1{,}1) \cdot I'_2$, pierderile în cupru devin:

$$p_{cu_I} = 3I_{1I}^2 \cdot R_{sc} = 3 \cdot 12{,}2^2 \cdot 2{,}136 = 950 \text{ W},$$

din care

$$p_{cu_1} = 434 \text{ W}, \quad p_{cu_2} = 516 \text{ W}$$

$$p_{cu_{II}} = 3I_{1II}^2 \cdot R_{sc} = 3 \cdot 15^2 \cdot 2{,}136 = 1440 \text{ W},$$

din care

$$p_{cu_1} = 660 \text{ W}, \quad p_{cu_2} = 780 \text{ W}.$$

Considerînd că pierderile mecanice reprezintă un procentaj de 3,5—4% din puterea mașinii, se consideră $p_{m_I} = 180$ W, $p_{m_{II}} = 200$ W. Pierderile în oțel rămîn cele determinate pentru 50 Hz și $m_x = 1$.

$$\eta_I = \frac{P_I - p_{cu_{2I}} - p_{m_I}}{P_I + p_{cu_{1I}} + p_{Fe_{50}}} = \frac{5640 - 516 - 180}{5640 + 434 + 150} = 0{,}794$$

$$\eta_{II} = \frac{P_{II} - p_{cu_{2II}} - p_{m_{II}}}{P_{II} + p_{cu_{1II}} + p_{Fe_{50}}} = \frac{6700 - 780 - 200}{6700 + 660 + 150} = 0{,}763.$$

In ceea ce privește încălzirea mașinii, se obține:

$$\vartheta_I = \vartheta'_1 + \vartheta'_2 + \vartheta'_3$$

unde

$$\vartheta'_1 = \frac{(150 + 950 + 180) \cdot 10^3}{1{,}43 \cdot 4120 + 1{,}43\,(1 + 1{,}3 \sqrt{1{,}19 \cdot 10}) \cdot 2220} = 55° \text{ C}$$

$$\vartheta'_2 = \frac{434 + 150}{870} \cdot \frac{0{,}0075}{0{,}00025} = 20° \text{C}$$

$$\vartheta'_3 = \frac{434}{2980} \cdot \frac{0{,}06}{0{,}001} = 8{,}66 \text{ °C}$$

$$\vartheta_I = 55 + 20 + 8{,}7 = 83{,}7 \text{ °C}.$$

De asemenea

$$\vartheta_{II} = \vartheta''_1 + \vartheta''_2 + \vartheta''_3$$

$$\vartheta''_1 = \frac{(150 + 1440 + 200) \cdot 10^3}{1{,}43 \cdot 4120 + 1{,}43\,(1 + 1{,}3 \sqrt{1{,}19 \cdot 10})\,2220} = 76{,}9° \text{ C}$$

$$\vartheta''_2 = \frac{660 + 150}{870} \cdot \frac{0{,}0075}{0{,}00025} = 27{,}8 \text{ °C}$$

$$\vartheta''_3 = \frac{660}{2980} \cdot \frac{0{,}06}{0{,}001} = 11{,}6° \text{ C}$$

$$\vartheta_{II} = 76{,}9 + 27{,}8 + 11{,}6 = 116{,}3° \text{ C}.$$

Analiza rezultatelor obținute arată că concluziile la care s-a ajuns în prima parte sînt valabile chiar și la motoare mici, erorile ce intervin fiind de ordinul a cîteva procente.

Bibliografie

[1]. *Siromiatnicov I. A.*: Regimurile de funcționare ale motoarelor asincrone. Editura tehnică, 1952, pag. 55—65.

[2] *Piotrovschi L. M.*: Mașini electrice. Edit. Institutului Politehnic Timișoara, 1952, partea II, pag. 785.

[3] *Krolikowski, E.*, ing.: Influența variației frecvenței și a tensiunii asupra funcționării motorului asincron. Revista Energetyka, 1950, Nr. 7—8, pag. 222—228.

[4] *Alexeev A. E.*: Construcția mașinilor electrice. Editura tehnică, 1951, pag. 171—175.

★

ПОВЕДЕНИЕ АСИНХРОНЫХ ТРЕХФАЗНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПРИ ПЕРЕХОДЕ С 320 В И 42 ГЦ НА 380 Б И 50 ГЦ

Резюме

Кратко рассматриваются изменение главных характеристик асинхронных двигателей при одновременном изменении напряжения, частоты и момента сопротивления. На основании общих установленных соотношений переходится к определению изменений происходящих при переходе с 320 в и 42 гц на 380 в и 50 гц, как для случая когда момент сопротивления остается постоянным, так и когда изменяется. На основании анализа полученных результатов делается ряд заключений, и представляется численный пример.

REPARTIZAREA PUTERILOR ÎN ETAJELE FINALE ALE UNUI EMIȚĂTOR MODULAT PE PLACĂ

Ing. St. GÎRLAȘU

Se determină niște coeficienți de putere, expresii ce arată în orice moment și pentru orice grad de modulație diversele puteri ce apar în etajele finale ale emițătorilor.

1. Deoarece în posturile de emisie se utilizează puteri electrice ridicate, uneori de ordinul sutelor de kW și mai cu seamă în emițătorii modulați pe placă, problema repartizării puterilor în etajele finale reprezintă un deosebit interes, atît din punct de vedere teoretic, cît și din punct de vedere practic.

In cele ce urmează, ne propunem să determinăm niște expresii pe care le vom denumi *coeficienți de putere*, capabili de a ne arăta în orice moment, pentru orice grad de modulație, diversele puteri ce apar în etajele finale ale emițătorilor.

Cele două lanțuri de amplificatori, din care este compus un emițător modulat pe placă, se termină fiecare cu cîte un etaj final de putere. Lanțul de radio-frecvență se termină cu radio-amplificatorul modulat, iar lanțul de audio-frecvență, cu modulatorul. Modulația pe placă constă în faptul că tensiunea de alimentare anodică a radio-amplificatorului modulat este variată în ritmul curenților de audio-frecvență de către modulator, prin intermediul transformatorului de modulație.

2. Simbolurile utilizate sînt :

E_a — tensiunea continuă de alimentare a radio-amplificatorului, în regim nemodulat ;

V_m — amplitudinea tensiunii modulatoare, în secundarul transformatorului de modulație ;

V_g — amplitudinea tensiunii de excitație (grilă) a modulatorului ;

I_0 — componenta continuă a curentului anodic în regim nemodulat al radio-amplificatorului ;

$P_{a\,(c)}$ — puterea medie absorbită de etajul radio-amplificatorului final, pe un ciclu de modulație ;

$P_{d\,(c)}$ — puterea medie disipată pe placa radio-amplificatorului într-un ciclu de modulație ;

$P_{d\,(m)}$ — puterea medie disipată în modulator ;

$P_{b\,(p)}$ — puterea de alimentare a radio-amplificatorului de la redresorul anodic în regim nemodulat ;

$P_{b\,(m)}$ — puterea de alimentare a modulatorului de la redresorul anodic ;

$P_{u\,(p)}$ — puterea medie utilă în regimul nemodulat (la purtătoare) pe rezistența de sarcină a radio-amplificatorului final ;

$P_{u\,(c)}$ — puterea medie utilă într-un ciclu de modulație ;

$P_{u\,(m)}$ — puterea medie utilă a modulatorului

m — gradul de modulație, raportul dintre amplitudinea tensiunii din secundarul transformatorului de modulație și tensiunea continuă de alimentare ;

$$m = \frac{V_m}{E_a}$$

η_c — randamentul radio-amplificatorului ;

η_m — randamentul modulatorului pentru un — grad oarecare m ;

η_b — randamentul modulatorului pentru $m=1$.

3. Anoda radio-amplificatorului în regim nemodulat este alimentată la tensiunea constantă

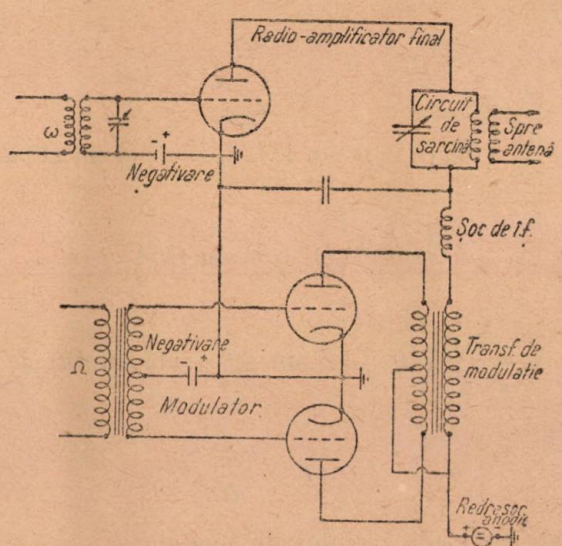


Fig. 1

E_a de la redresorul anodic, iar în cazul modulației, tensiunea anodică variază în ritmul modulației :

$$E_a + V_m \sin \Omega t$$

unde Ω este pulsația frecvenței acustice de la modulator. Această tensiune se poate scrie utilizînd gradul de modulație :

$$E_a + V_m \sin \Omega t = E_a (1 + m \sin \Omega t).$$

Ținînd seama de faptul că valoarea instantanee a tensiunii anodice variază după legea

$$E_a (1 + m \sin \Omega t)$$

precum și de faptul că rezistența amplificatorului este o rezistență pur ohmică, valoarea medie a

pulsațiilor curentului anodic se poate considera că este de forma :

$$I_0 \ (1 + m \ \sin \ \Omega t)$$

pe intervalul unui ciclu de modulație. In acest caz, puterea medie absorbită de radio-amplifi-

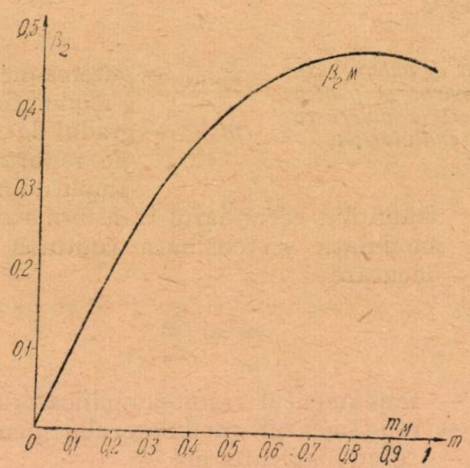


Fig. 2

catorul final, în cursul unui ciclu de modulație este ;

$$P_{a\,(c)} =$$

$$= \frac{1}{T} \int_0^T E_a (1 + m \sin \Omega t) \, I_0 (1 + m \sin \Omega t) \, dt =$$

$$= \frac{E_a I_0}{T} \int_0^T (1 + m \sin \Omega t)^2 \, dt =$$

$$= \frac{E_a I_0}{T} \int_0^T (1 + m^2 \sin^2 \Omega t + 2m \sin \Omega t) \, dt$$

unde

$$T = \frac{2\pi}{\Omega}$$

este perioada ciclului de modulație.

Ținînd seama de

$$\sin^2 \Omega t = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2 \, \Omega t$$

și de faptul că

$$\int_0^T \cos 2 \, \Omega t = -\frac{1}{2\Omega} \Big| \sin 2 \ \Omega t \Big|_0^T = 0$$

iar

$$\int_0^T 2m \sin \Omega t = 0$$

avem :

$$P_{a\,(c)} = E_a I_0 + \frac{m^2}{2} E_a I_0. \qquad (3.1)$$

Primul termen $E_a I_0$ reprezintă puterea absorbită de radio-amplificator de la bateria anodică și poartă denumirea de putere alimentară a radio-amplificatorului la purtătoare :

$$P_{b\,(p)} = E_a I_0. \qquad (3.2)$$

Termenul al doilea din relația (3.1) reprezintă puterea absorbită de radioamplificator de la modulator prin intermediul transformatorului de modulație. Această putere ne apare ca o putere utilă dată de modulator, dacă neglijăm randamentul transformatorului de modulație :

$$P_{u\,(m)} = \frac{m^2}{2} E_a I_0. \qquad (3.3)$$

Se observă că această putere depinde de gradul de modulație. Intre cele trei puteri ce apar într-un tub, avem relația :

$$P_b = P_u + P_d \qquad (3.4)$$

și

$$\eta = \frac{P_u}{P_b}; \qquad P_u = \eta \, P_b \qquad (3.5)$$

rezultă :

$$P_d = P_b \ (1 - \eta) \qquad (3.6)$$

Cu aceste relații se obțin expresiile :

$$P_{u\,(c)} = \eta_c \left(1 - \frac{m^2}{2}\right) E_a I_0 \qquad (3.7)$$

$$P_{d\,(c)} = (1 - \eta_c) \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) E_a I_0 \qquad (3.8)$$

$$P_{d\,(m)} = \frac{1 - \eta_m}{\eta_m} \cdot \frac{m^2}{2} E_a I_0 \qquad (3.9)$$

$$P_{b\,(m)} = \frac{m^2}{2\eta_m} \cdot E_a I_0 \qquad (3.10)$$

la care trebuie adăugate relațiile (3.1), (3.2) și (3.3).

4. Observăm că în expresiile de mai sus intră mărimile m și η_c pe lîngă valorile E_a și I_0, care pentru un emițător se pot considera constante, dar care variază de la emițător la emițător. Pentru a studia temeinic variația puterilor în condițiile de funcționare ale unui emițător modulat pe placă, este necesar să se arate în ce măsură mărimile m, η_c și η_m depind unele de altele. Din studiul analitic al funcționării amplificatorului de clasă C, în cazul că acesta este modulat, se constată o mică dependență a randamentului η_c în funcție de gradul de modulație (2) de aproximativ 5 % în timpul unui ciclu de modulație, față de randamentul în regimul nemodulat. Pentru cele ce urmează, se poate considera cu destulă aproximație că η_c este constant și în consecință, independent de m și η_m.

In ceea ce privește randamentul modulatorului, trebuie să precizăm că el nu este independent de m, ci variază după legea :

$$\eta_m = \eta_b \cdot m \qquad (4.1)$$

unde η_b este randamentul modulatorului pentru cazul cînd $m = 1$. S-a pus indicele b, pentru a evidenția faptul că modulatorul lucrează în clasa b. Relația (4.1) se demonstrează astfel un amplificator liniar în clasa b are randamentul proporțional cu tensiunea de excitație (2) :

$$\eta_m = k \cdot V_g \tag{4.2}$$

iar tensiunea V_m anodică alternativă fiind proporțională cu V_g

$$\eta_m = k_1 \cdot V_m \tag{4.3}$$

și ținînd seama de definiția gradului de modulație

$$m = \frac{V_m}{E_a} \tag{4.4}$$

unde E_a este o constantă

$$\eta_m = k_2 m \tag{4.5}$$

și făcînd pe $m = 1$, rezultă :

$$\eta_b = k_2$$

adică relațiile (4.1) sînt indetice.

5. Cu aceste elemente, sîntem acum în măsură să trecem la determinarea coeficienților ce ne-am propus. Problema repartizării puterilor în etajele finale ale unui emițător modulat pe placă apare sub un aspect interesant dacă se consideră rapoartele dintre diversele puteri și puterea utilă la purtătoare :

$$P_{u\,(p)} = \eta_c E_a I_0 \tag{5.1}$$

Puterea utilă la purtătoare a unui emițător este o mărime constantă ce caracterizează acel emițător, ca și frecvența f_0 a undei purtătoare. Aceste două mărimi nu depind de gradul de modulație m. In expresiile acestor rapoarte, care nu sînt altceva decît coeficienții de putere, dispar mărimile E_a și I_0, caracteristice pentru un emițător oarecare. In felul acesta, acești coeficienți apar ca niște expresii universale, valabile pentru toți emițătorii modulați pe placă, expresii ce depind numai de m, η_c și η_b. Intr-adevăr :

a) *Puterea absorbită de radio- amplificator*

Relația (3.1) se poate scrie :

$$P_{a\,(c)} = E_a I_0 \left(1 + \frac{m^2}{2}\right)$$

și ținînd seama de (5.1) :

$$E_a I_0 = \frac{P_{u\,(p)}}{\eta_c}$$

rezultă :

$$P_{a\,(c)} = \frac{P_{u\,(p)}}{\eta_c}\left(1 + \frac{m^2}{2}\right)$$

notăm cu

$$\alpha_1 = \frac{P_{a\,(c)}}{P_{u\,(p)}}$$

și deci

$$\alpha_1 = \frac{1}{\eta_c}\left(1 + \frac{m^2}{2}\right). \tag{5.2}$$

b) Puterea utilă a radio-amplificatorului în ciclul de modulație.

Din relațiile (3.7) și (5.1) se obține raportul :

$$\alpha_2 = \frac{P_{u\,(c)}}{P_{u\,(p)}}; \qquad \alpha_2 = 1 + \frac{m^2}{2}. \tag{5.3}$$

c) Puterea disipată în radio-amplificator.

Din relațiile (3.8) și (5.1) se obține prin raport, coeficientul de putere :

$$\alpha_3 = \frac{1}{\eta_c}(1 - \eta_c) \cdot \left(1 + \frac{m^2}{2}\right). \tag{5.4}$$

d) Puterea de alimentare (baterie) a radio-amplificatorului.

Din relațiile (3.5) și (5.1) avem în mod analog :

$$\alpha_4 = \frac{1}{\eta_c} \tag{5.5}$$

care este constant, fiind independent de m.

e) Puterea utilă a modulatorului

Din relațiile (3.6) și (5.1) rezultă :

$$\beta_1 = \frac{m^2}{2\eta_c} \tag{5.6}$$

f) Puterea disipată în modulator

Din relațiile (3.9) și (5.1) rezultă ;

$$\beta_2 = \frac{1 - \eta_m}{\eta_c \cdot \eta_m} \cdot \frac{m^2}{2}. \tag{5.7}$$

g) Puterea de alimentare a modulatorului

Din relațiile (3.10) și (5.1) avem :

$$\beta_3 = \frac{m^2}{2\eta_0\,\eta_m}. \tag{5.8}$$

h) Puterea totală de alimentare a etajelor finale

$$\gamma = \alpha_4 = \beta_3$$

deoarece puterea totală de alimentare este egală cu suma puterilor de alimentare a celor două etaje. Cu acestea

$$\gamma = \frac{1}{\eta_c}\left(1 + \frac{m^2}{2\eta_m}\right). \tag{5.9}$$

Observație. Coeficienții β_2, β_3 și γ se pot exprima în funcție de η_b, dacă se ține seama de relația 4.1 :

$$\beta_2 = \frac{1 - m\eta_b}{\eta_c \cdot \eta_b} \cdot \frac{m}{2} \tag{5.7'}$$

$$\beta_3 = \frac{m}{2\,\eta_b \cdot \eta_c} \tag{5.8'}$$

$$\gamma = \frac{1}{\eta_c}\left(1 + \frac{m}{2\eta_b}\right). \tag{5.9'}$$

Importanța coeficienților de putere. Coeficienții, de putere pot fi utilizați atît în cazul dimensionării, cît și cel al exploatării emițătorilor modulați pe placă.

a) Coeficienții pot fi de folos celor ce construiesc sau proiectează astfel de emițători, această problemă interesînd îndeaproape și pe radioamatori, care trebuie să cunoască bine repartizarea puterilor în emițător, pentru o alegere și o dimensionare justă a părților componente. De exemplu cunoașterea puterilor disipate pe plăcile radio-amplificatorului și a modulatorului în cazurile cele mai dezavantajoase, constituie un criteriu important pentru alegerea tuburilor respective. De remarcat este

faptul că puterea disipată în modulator nu este maximă pentru o modulaţie de 100%, cum ar părea la prima vedere şi mulţi autori fac această greşală, dimensionînd tuburile modulatoare pentru o putere mai mică decît puterea care se disipează pentru modulator şi la rîndul lui nu debitează nimic peste transformatorul de modulaţie şi pe placa sa nu se produce nici o pierdere de putere. Pe măsură ce m creşte, toate valorile cresc, cu excepţia lui α_4, care rămîne constant şi a lui

Tabela coeficienţilor de modulaţie

$\eta_c = 0{,}75$ $\eta_b = 0{,}6$ *Tabela 1*

Nr. crt.	Coeficientul	Gradul de modulaţie m										
		0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
1	α_1	1,400	1,407	1,414	1,473	1,512	1,575	1,652	1,743	1,848	1,967	2,100
2	α_2	1,000	1,005	1,010	1,045	1,080	1,125	1,180	1,245	1,325	1,405	1,500
3	α_3	0,395	0,401	0,404	0,421	0,432	0,449	0,471	0,496	0,526	0,560	0,598
4	α_4	1,400	1,400	1,400	1,400	1,400	1,400	1,400	1,400	1,400	1,400	1,400
5	β_1	0	0,007	0,014	0,063	0,112	0,175	0,250	0,343	0,448	0,567	0,708
6	β_2	0	0,116	0,211	0,286	0,354	0,408	0,450	0,473	0,485	0,482	0,466
7	β_3	0	0,1095	0,224	0,349	0,467	0,583	0,699	0,816	0,942	1,049	1,165
8	γ	1,400	1,595	1,634	1,749	1,867	0,983	2,099	2,216	2,342	2,449	2,564

în realitate. Pentru a demonstra aceasta, să analizăm coeficientul β_2, care după relaţia (5.7′) este funcţie numai de m.

Valoarea maximală a lui β_2 apare pentru acea valoare a lui m, care anulează derivata lui β_2 în raport cu m. Derivînd în (5.7′) obţinem:

$$1 - 2\,\eta_b\, m = 0 \qquad (6.1)$$

$$m_M = \frac{1}{2\eta_b}$$

şi introducînd această valoare în funcţiunea β_2:

$$\beta_{2M} = \frac{1}{8\eta_b\, 2\eta_c} \qquad (6.2)$$

unde indicele M indică valoarea maximă a funcţiunii. De aici se observă că valoarea maximă a puterii disipate în modulator se produce pentru o anumită valoare m_M a gradului de modulaţie, care din relaţia (6.1) se vede că este mai mică decît 1, (deoarece randamentul modulatorului este întotdeauna mai mare de 0,5, dacă aceasta funcţionează într-adevăr în clasă B, cu amplitudine maximă).

Coeficienţii de putere capătă o semnificaţie fizică foarte interesantă dacă se consideră că avem un emiţător a cărei putere utilă la purtătoare este de 1 kW. In acest caz, de exemplu α_1 exprimă puterea absorbită de radio- amplificator la gradul de modulaţie, considerat.

In mod analog, α_2 reprezintă puterea utilă în caz de modulaţie, etc. Tabela 1 cuprinde valorile celor opt coeficienţi definiţi pentru diverse grade de modulaţie de la $m = 0$ pînă la $m = 1$. Se consideră un emiţător cu $P_{u(p)} = 1$ kW, cu $\eta_c = 0{,}715$ şi $\eta_b = 0{,}600$. Din tabel se observă că β_1, β_2 şi β_3 sînt nuli pentru $m = 0$, deoarece redresorul nu debitează nimic β_2 care creşte pînă la $m_m = 0{,}833$, pentru care corespunde $\beta_{2M} = 0{,}488$, în timp ce pentru $m = 1$ avem $\beta_2 = 0{,}466$. In cazul emiţătorului de 1 kW, aceste cifre reprezintă puterile respective, iar în cazul unui emiţător cu o putere utilă oarecare, coeficienţii înmulţiţi cu 100 reprezintă în % puterea respectivă din puterea utilă la purtătoare. Pentru a determina valoarea puterii pentru un emiţător, vom înmulţi coeficientul respectiv cu puterea utilă la purtătoare. Coeficienţii dau direct valorile puterilor şi oferă posibilitatea studierii variaţiei lor în funcţie de gradul de modulaţie. In fig. 2 se arată $\beta_2 = f(m)$ ce corespunde cu curba reală obţinută experimental.

b) Coeficienţii de putere pot fi utilizaţi şi în exploatarea posturilor de emisie, în cazul că se pot determina randamentele etajelor finale. In acest caz, tabloul coeficienţilor ar fi o oglindă a repartizării puterilor în timpul unui ciclu de modulaţie.

$$\beta_2 = f(m).$$

7. **Concluzii.** In această lucrare se arată necesitatea introducerii unor *coeficienţi de putere* pentru studiul repartizării puterilor în etajele finale ale unui emiţător modulat pe placă. Aceşti coeficienţi au caracterul de expresii universale pentru emiţătorii de anumite randamente ale etajelor finale, fiind funcţii numai de gradul de modulaţie. Ei pot fi utilizaţi atît în exploatarea cît şi în dimensionarea judicioasă a emiţătorilor modulaţi pe placă.

Bibliografie

Model I.Z. şi *Neviajski H.I.* Construcţii de radio-emisie, Moscova 1950

★

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ МОЩНОСТЕЙ В ОКОНЕЧНЫХ КАСКАДАХ ПЕРЕДАТЧИКА С АНОДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Р е з ю м е

Определяются некоторые коэффициенты мощностей—выражения показывающие каждый момент для безразлично какой степени модуляции, различные мощности действующие в оконечных каскадах передатчиков.

METODE SIMPLIFICATE DE CALCUL AL ECHILIBRORILOR PENTRU CIRCUITE AMPLIFICATE

Ing. M. MÎNJINEANU

Se expune o metodă practică de aflarea valorilor elementelor componente ale simulatorilor din însăşi curbele de măsurători de impedanţă efectuate pe linie şi prin calcule simple.

Se numeşte simulator al unei linii de telecomunicaţii, o linie artificială a cărei impedanţă imită impedanţa liniei. Simulatorul serveşte la realizarea echilibrorilor necesari pentru buna funcţionare a repetorilor vocali, a sistemelor de curenţi purtători şi pentru telegrafia duplex, pentru aparatele telefonice cu circuit de efect antilocal, etc.

Echilibrorii se montează la fiecare transformator diferenţial din repetorul vocal în partea opusă liniei, echilibrînd-o cît mai perfect. Aceasta se cunoaşte după amplificarea de serviciu a repetorului pentru ambele sensuri, fără amorsare, adică fără emitere de fluierături de către repertor.

Prin această metodă se trece chiar de la simulator la echilibror, modificînd puţin cîte puţin elementele primului şi avansînd la fel

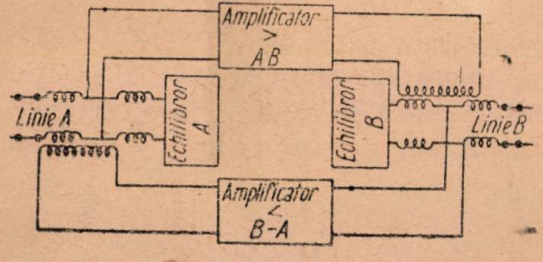


Fig. 1

amplificarea repetorului, astfel încît acesta să nu se amorseze.

Deci echilibrorul diferă puţin de simulator din cauza înfăşurărilor transformatorului diferenţial, care nu sînt perfect echilibrate (fig. 1).

Se ştie cît este de greu de a construi un echilibror bun, dificultatea fiind mai ales de ordin practic. Intr-adevăr, măsurătorile de impedanţă la punte se efectuiază în cel mult un sfert de oră, pe cînd încercările şi calculele pentru a găsi compoziţia şi valorile elementelor componente a simulatorului durează cîteva ore. Aceasta depinde de experienţa practică a celui ce execută măsurătorile şi calculele.

Ne propunem în studiul de faţă de a găsi un mijloc practic aproximativ, pentru a deduce chiar din curbele de măsurători de impedanţă efectuate pe linie şi prin calcule simple, valorile elementelor componente ale simulatorului.

Nu este nevoie de o metodă mai precisă, deoarece elementele componente, prin trecerea la obţinerea echilibrorului, vor fi modificate puţin, încît o precizie mai mare este inutilă. Vom arăta în primul rînd cum în anumite condiţii, impedanţa unui circuit telefonic omogen poate fi reprezentată printr-o linie artificială cu patru elemente. Apoi vom generaliza această metodă, arătînd calea de urmat pentru a calcula aceste elemente şi pentru linii neomogene, dînd mai multe exemple practice.

1.— **Echilibror omnibus**. Se întrebuinţează pentru echilibrarea centralei în cazul cînd repetorul este terminal. El corespunde deci la cazul unei linii bine izolate, în care perditanţa G este nulă.

Impedanţa unei linii omogene în cazul general este dată de formula :

$$Z = \sqrt{\frac{R+jL\omega}{G+jC\omega}}$$

cu R, L, C şi G rezistenţa, inductanţa, capacitanţa şi perditanţa kilometrică. In cazul cînd $G = 0$, iar $\frac{R}{L\omega}$ este mic, din cauză că ω pulsaţia este mare, putem scrie :

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} - j\frac{R}{2\sqrt{LC}\,\omega}$$

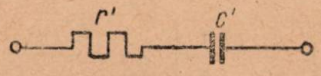
Aceasta se poate reprezenta printr-o linie artificială formată din rezistenţa :

$$r' = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

în serie cu capacitanţa :

$$c' = \frac{2\sqrt{LC}}{R}$$

In cazul unei linii de cupru 3 mm, pentru



Fig, 2

care $G = 0$, iar $R = 5{,}2\ \Omega$, $L = 0{,}0022\ H$, $C = 0{,}005.10^{-6}\ F$, obţinem :

$$r' = 660\ \Omega \quad \text{şi} \quad c' = 0{,}01\,\mu F$$

2. **Echilibror de linie.** E cazul real în care G nu este nul, ci de circa 2 μ mho pe km. In acest caz putem scrie :

$$Z = \sqrt{\frac{(R + jL\omega)(G + jC\omega)}{G^2 + C^2\omega^2}} = r + jx.$$

După cîteva calcule simple avem :

$$r = \sqrt{\frac{\sqrt{(RG + LC\omega^2)^2 + \omega^2(LG - RC)^2} + (RG + CL\omega^2)^2}{2(G^2 + C^2\omega^2)}}$$

$$x = \pm \sqrt{\frac{\sqrt{(RG + LC\omega^2)^2 + \omega^2(LG - RC)^2} - (RG + CL\omega^2)^2}{2(G^2 + C^2\omega^2)}}$$

Dacă condiţia de nedistorsiune $LG - CR = 0$ este satisfăcută, cazul liniilor încărcate ideal, atunci :

$$r = r' = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{şi} \quad x = 0.$$

In general, această condiţie este departe de a fi satisfăcută, încît punem :

$$RC = LG + K$$

K fiind un coeficient de corecţie.

In aceste condiţii avem :

$$r = \sqrt{\frac{L}{2C}\left(\sqrt{1 + \frac{a}{C^2\omega^2 + G^2}} + 1 + \frac{\frac{GK}{L}}{C^2\omega^2 + G^2}\right)}$$

$$x = \pm \sqrt{\frac{L}{2C}\left(\sqrt{1 + \frac{a}{C^2\omega^2 + G^2}} - 1 - \frac{\frac{GK}{L}}{C^2\omega^2 + G^2}\right)}$$

în care $a = 2\frac{GK}{L} + \frac{K^2}{L^2}$ pentru frecvenţe mari, este mic în raport cu $C^2\omega^2 + G^2$.

Dacă efectuăm calculele pentru $f = 800$ Hz sau $\omega = 5000$ găsim :

$$a = 95 \cdot 10^{-6} \qquad \text{şi} \qquad \frac{a}{C^2\omega^2 + G^2} = 0{,}18$$

Dacă se aplică de două ori formula :

$\sqrt{1 + \alpha} = 1 + \frac{\alpha}{2}$ valabilă pentru α mic, avem :

$$r = \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{1}{8}\sqrt{\frac{L}{C}}\,\frac{4\frac{K}{LC} + \frac{K^2}{L^2G^2}}{1 + \frac{C^2\omega^2}{G^2}} \qquad (1)$$

$$x = \pm \frac{1}{2}\,\frac{K}{G\sqrt{LC}}\,\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{C^2\omega^2}{G^2}}} \qquad (2)$$

Se vede cu uşurinţă că o linie artificială formată din 4 elemente, 2 rezistenţe R_1, R_2 şi 2 capacitanţe

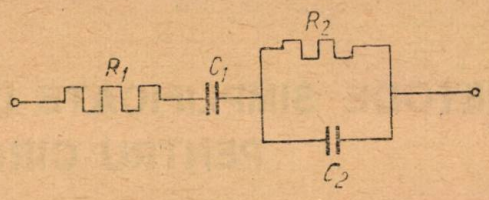


Fig. 3

C_1 şi C_2 montate ca în fig. 3, dă impedanţa

$$Z = r + jx$$

cu

$$r = R_1 + \frac{R_2}{1 + R_2^2C_2^2\omega^2} \qquad (3)$$

şi

$$x = -\left(\frac{1}{C_1\omega} + \frac{R_2^2C_2\omega}{1 + R_2^2C_2^2\omega^2}\right) \qquad (4)$$

Dacă comparăm (1) cu (3) şi identificăm, obţinem :

$$R_1 = \sqrt{\frac{L}{C}} = r' \qquad R_2 = \frac{1}{8}\sqrt{\frac{L}{C}}\left(4\frac{K}{LG} + \frac{K^2}{L^2G^2}\right) \qquad (5)$$

şi

$$R_2C_2 = \frac{C}{G} \qquad (6)$$

Aceste relaţii determină R_1, R_2, C_2.

Prin comparaţia dintre relaţiile (2) şi (4) vom deduce pe C_1. Insă aceste formule nu sînt de aceeaşi formă. In cazul cînd $\frac{G^2}{C^2\omega^2}$ este mic, formula (2) dă :

$$x = -\frac{1}{2}\,\frac{K}{G\sqrt{CL}}\,\frac{\sqrt{1 + \frac{C^2\omega^2}{G^2}}}{1 + \frac{C^2\omega^2}{G^2}} = -$$

$$= -\frac{1}{2}\,\frac{K}{G^2}\sqrt{\frac{C}{L}}\,\frac{\omega + \frac{1}{2}\,\frac{G^2}{C^2\omega}}{1 + \frac{C^2\omega^2}{G^2}}$$

sau încă :

$$x = -\frac{1}{4}\,\frac{\frac{K}{C^2}\sqrt{\frac{C}{L}}\,\frac{1}{\omega}}{1 + \frac{C^2\omega^2}{G^2}} - \frac{1}{2}\,\frac{\frac{K}{G^2}\sqrt{\frac{C}{L}}\,\omega}{1 + \frac{C^2\omega^2}{G^2}}$$

sau încă neglijînd 1 faţă de $\frac{C^2\omega^2}{G^2}$:

$$x = -\frac{1}{2}\,\frac{K}{C^2}\sqrt{\frac{C}{L}}\,\frac{1}{\omega} - \frac{1}{4}\,\frac{K}{G^2}\sqrt{\frac{C}{L}}\,\frac{1}{\omega^3} \qquad (7)$$

Termenul al doilea fiind mic cînd ω este mare, se poate neglija și comparînd (7) cu (2) obținem :

$$\frac{1}{C_1} = \frac{1}{2}\,\frac{K}{C^2}\sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{1}{2}\,\frac{K}{C\sqrt{LC}}$$

sau

$$C_1 = \frac{2C}{K}\sqrt{LC} \qquad (8)$$

Deci relațiile (5), (6) și (8) ne determină cele patru elemente ale echilibrorului : R_1 R_2 C_1 și C_2.

3. Calculul practic al echilibrorului.

Metoda I. Teoria de mai sus ne-a determinat compoziția echilibrorului și calculul acestuia, cînd

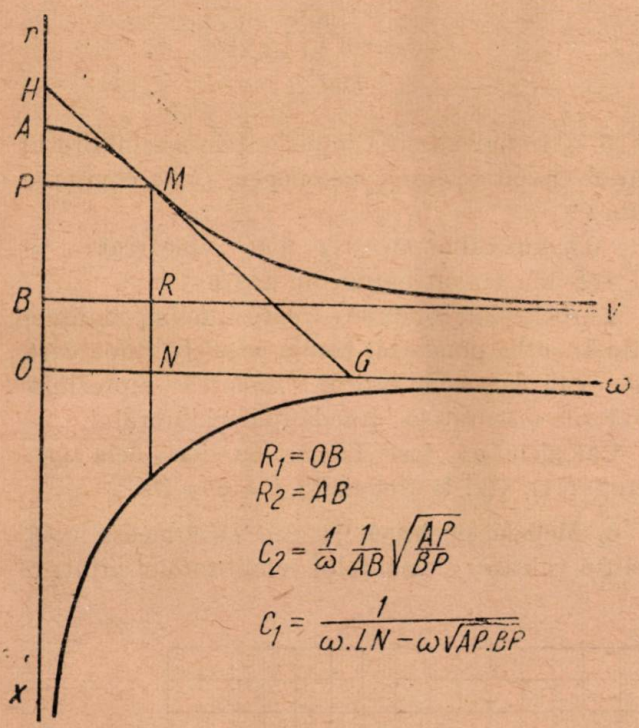


Fig. 4

linia este omogenă și se cunosc caracteristicile primare R, L, C și G pentru ω mare.

In cazul cînd cunoaștem prin măsurători curbele lui r și x în funcție de ω, pentru liniile omogene și neomogene, putem determina în mod grafic cele 4 elemente R_1, R_2, C_1, C_2 ale echilibrorului. Cele două curbe sînt r, partea reală și x, partea imaginară, reprezentată prima în ohmi, iar a doua tot în ohmi sau în milihomi în funcție de frecvența f.

Curbele echilibrorului cu 4 elemente, adică r și x, funcție de f, au aceeași formă ca și curbele impedanței liniei (fig. 4).

Măsurătorile acesteia din urmă se vor executa la frecvențele cele mai mici posibile și la cele mai mari, adică între 100 Hz și 3000 Hz. Se va prelungi apoi curba lui r prin continuitate pînă unde taie axul ordonatelor $O\,r$, obținînd astfel punctul A corespunzător lui r_0, la frecvența unghiulară ω egală cu zero.

Formulele (3) și (4) dau pentru $\omega = 0$:

$$r = r_0 = R_1 + R_2 = OA$$

și

$$x = x_0 = \infty \qquad (9).$$

La fel pentru $\omega = \infty$, pentru care corespunde asimptota BV la curba lui r, avem :

$$r = r_\infty = R_1 = OB$$

și (10)

$$x = x_\infty = 0$$

Deducem deci din formulele (9) și (10) :

$$R_1 = OB \qquad \text{și } R_2 = OA - OB = AB$$

ce se măsoară grafic din fig. 4.

Pentru a obține pe C_2 și D_1 vom considera punctul M de pe curba r și punctul L de pe curba x, ambele de exemplu pentru frecvența $f = 1000$ Hz. Vom considera în general pulsația corespunzătoare ω, oarecare. Avem deci :

$$r = MN = R_1 + \frac{R_2}{1 + C_2^2 R_2^2 \omega^2}$$

și

$$x = LN\,\frac{1}{C_1\omega} + \frac{R_2^2 C_2 \omega}{1 + C_2^2 R_2^2 \omega^2}$$

de unde calculăm pe C_1 și C_2.

Din prima deducem :

$$C_2 = \frac{1}{\omega}\,\frac{1}{AB}\sqrt{\frac{AP}{BP}} \qquad (11)$$

iar din a doua :

$$C_1 = \frac{1}{\omega LN - \omega\sqrt{AP \cdot BP}} \qquad (12)$$

cu LN măsurat în ohmi.

Deci, înlocuind elementele grafice deduse din fig. 4, se calculează din formulele (11) și (12) valorile capacitanțelor C_2 și C_1.

4. Linii artificiale echivalente. Uneori echilibrorii sînt reprezentați prin liniile artificiale din fig. 5, 6, 7 echivalente echilibrorului din fig. 3.

Elementele acestora se pot deduce uşor din elementele echilibrorului iniţial. Avem formulele :

$$R_1' = R_1, \qquad R_2' = R_2\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)$$

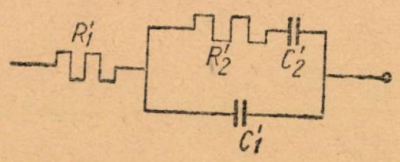


Fig. 5

$$C_1' = \frac{C_1C_2}{C_1+C_2}, \quad C_2' = \frac{C_1^2}{C_1+C_2}$$

$$C_1'' = C_1, \qquad R_1'' = \frac{R_1}{R_2}(R_1+R_2)$$

$$C_2'' = \frac{C_2}{\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)^2}, \quad R_2'' = R_1+R_2$$

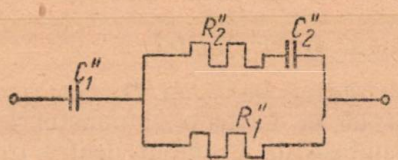


Fig. 6

$$R_1''' = R_2\frac{\left(\frac{R_1}{R_2}-\frac{C_2}{C_1}\right)^2}{\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)^2}, \qquad R_2''' = \frac{R_1^2}{R_1+R_2}$$

$$C_1''' = C_2\frac{\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)^2\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)}{\left(\frac{R_1}{R_2}-\frac{C_2}{C_1}\right)^2}, \qquad C_2''' = C_1\left(1+\right.$$

$$\left.+\frac{C_2}{C_1}\right) = C_1+C_2$$

5. **Cazuri practice**.

5. 1. In fig. 8 se află impedanţele şi echilibrorul unui circuit telefonic neomogen, ce se compune din :

4 km cablu de 1,3 mm neîncărcat ;
59 km circuit aerian de bronz 1,5 mm şi
10 km circuit aerian de bronz 2 mm.

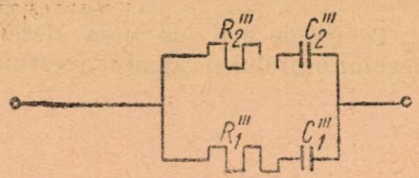


Fig. 7

5. 2 In fig. 9 se află impedanţele şi echilibrorul unui circuit telefonic neomogen, ce se compune din :

6,5 km cablu de 1,3 mm neîncărcat ;
168 km circuit aerian de cupru 3 mm.

Curbele pline, ondulate, reprezintă impedanţele liniei, curba punctată, media acesteia, după care s-a calculat echilibrorul. Punctele reprezintă valorile măsurate a impedanţei echibrorului.

Calculele au fost făcute cu formulele (9), (10), (11), (12) la frecvenţa $f = 800$ Hz.

6. **Metoda algebrică**. In cele ce urmează vom căuta valoarea elementelor echilibrorului printr-o

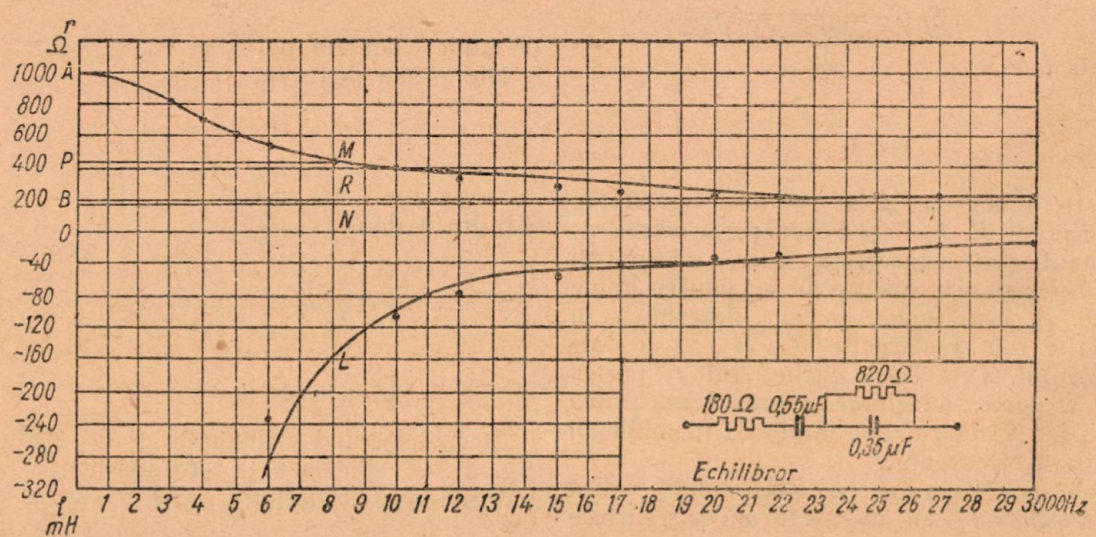


Fig. 8

metodă algebrică. Din formulele (3), (4) şi derivata lui r în raport cu ω deducem:

$$R_2 = \frac{(r - R_1)^2}{r - R_1 + \frac{\omega r'_\omega}{2}}$$

$$C_2 = \frac{1}{r - R_1}\sqrt{-\frac{r'_\omega}{2\omega R_2}}$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega\left[x\sqrt{(r - R_1)(R_2 - (r - R_1))}\right]}$$

cu

$$R_1 = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Insă din fig. 4 avem:

$$\frac{ON}{NG} = \frac{MP}{NG} = \frac{PH}{MN} = \frac{PH}{OP}$$

deci:

$$R_2 = \frac{\overline{P}B^2}{PB - \frac{1}{2}PH} = \frac{PB}{1 - \frac{1}{2}\frac{PH}{PB}}$$

La fel avem:

$$C_2 = \frac{1}{2\omega PH}\sqrt{\frac{\overline{PH}}{R_2}}$$

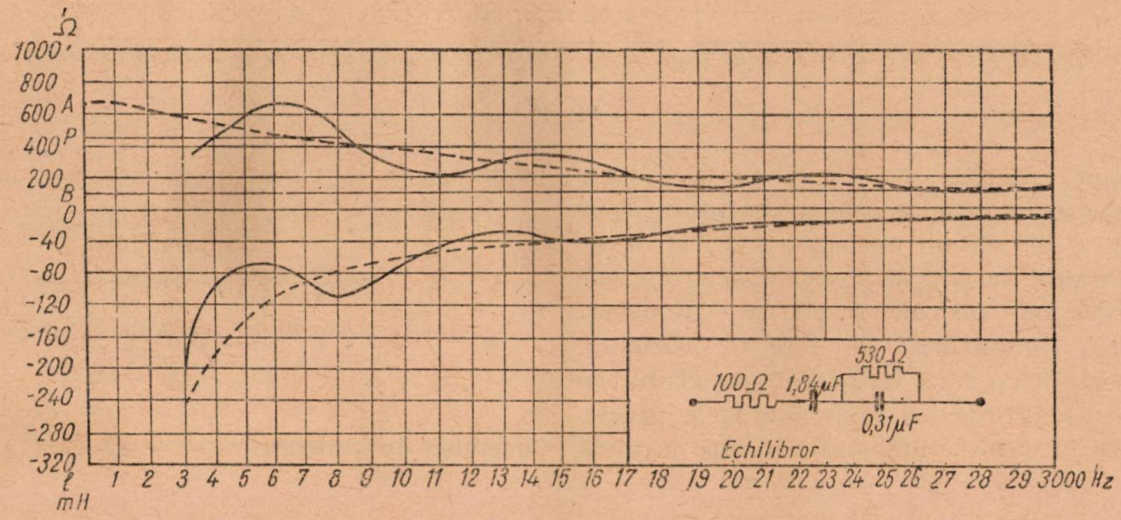


Fig. 9

Cunoscînd pe r şi x în funcţie de ω se deduc uşor valorile elementelor R_1, R_2, C_1, C_2.

7. **Metoda grafică II**. Revenim la o nouămetodă grafică în care locul valorilor impedanţei pentru $\omega = 0$ şi $\omega = \infty$ ale căror valori sînt neprecise, întrebuinţăm tangenta în punctul M (fig. 4).

In acest caz avem:

$$r'_\omega = r'_f \cdot f'_\omega = \frac{-r}{GN}\frac{1}{2\pi} = -\frac{MN}{GN}\frac{1}{2\pi}$$

iar

$$\frac{1}{2}\omega r'_\omega = -\frac{f}{2}\frac{MN}{GN} = -\frac{1}{2}MN\frac{ON}{GN}$$

Avem deci:

$$R_2 = \frac{(r - R_1)^2}{r - R_1 + \frac{\omega r' \omega}{2}} = \frac{\overline{MR}}{\overline{MR} - \frac{1}{2}MN\frac{ON}{GN}} =$$

$$= \frac{\overline{PB}}{PB - \frac{1}{P}OP\frac{ON}{GN}}$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega LN - \omega\sqrt{\frac{PH \cdot R_2}{2}}}$$

$$R_1 = OB = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Aceste formu'e dau aproximativ aceleaşi valori ca formulele anterioare.

Ele sînt mai precise, deoarece este mai uşor de tras tangenta în punctul M decît de prelungit curba în domeniile $f = 0$ şi $f = \infty$.

In fig. 1o se vede aplicaţia acestor două metode pentru cazul unei linii omogene de 3 mm Cu.

Pentru cazul joaselor frecvenţe se găseşte că trebuie adăugat echilibrorului cu 4 elemente, o rezistenţă în derivaţie pe elementele C_1 şi R_2. Această rezistenţă este egală cu diferenţa

dintre $\sqrt{\frac{R}{G}}$ impedanţa pentru $\omega = o$ şi R_1 pentru frecvenţe diferite, sînt laborioase, cu formule şi calcule lungi, valorile elementelor modificîndu-se

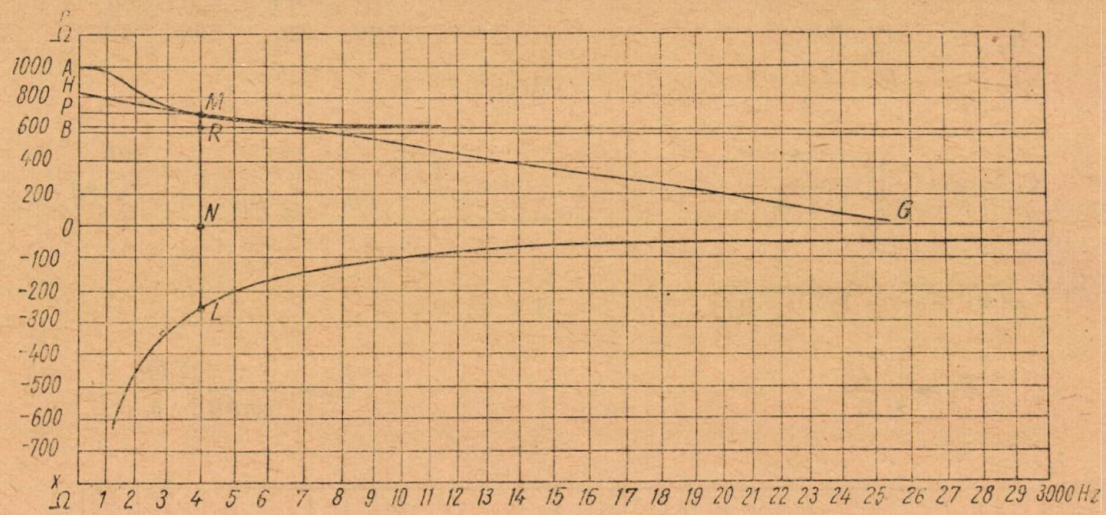
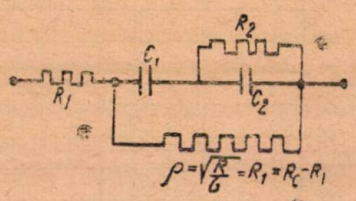


Fig. 10

un circuit omogen sau cu diferenţa dintre rezistenţa măsurată în curent continuu R_c şi R_1 pentru un circuit neomogen (fig. 11).

Din studiul de mai sus se vede că prin metode geometrice şi formule simple se calculează elementele simulatorului cu o precizie suficientă, pentru a obţine apoi cu ajutorul punctului de fluierare echilibrorul definitiv. Metodele precise de calcul în care se utilizează 2 puncte la două puţin, ca şi în cazul precedent, prin metoda punctului de fluierare.



Fig, 11

★

УПРОЩЕННЫЕ МЕТОДЫ РАСЧЕТА УРАВНИТЕЛЕЙ ДЛЯ УСИЛЕННЫХ ЦЕПЕЙ

Р е з ю м е

Излагается практический метод определения составляющих элементов заместителей, по кривым измерения полного сопротивления в линии и посредством простых расчетов.

DISTORSIUNI ŞI PERTURBAŢII ÎN MODULAŢIA DE FRECVENŢĂ

Ing. C. VASILIU

Expunerea tratează problema de ansamblu a distorsiunilor şi perturbaţiilor ce iau naştere la transmisia prin oscilaţii modulate în frecvenţă, care poate servi la rezolvarea unora din dificultăţile ivite la aplicarea unor modificări de adaptare a echipamentelor pentru transmisii multiple prin radio relee.

Modulaţia în frecvenţă, mai recentă decît modulaţia în amplitudine, ia o întrebuinţare din ce în ce mai mare în telecomunicaţii, datorită avantajului pe care îl prezintă asupra acesteia din urmă, în ceea ce priveşte influenţa perturbaţiilor asupra semnalului de transmis. In special în comunicaţiile multiple, la frecvenţe foarte mari, pe „cable hertziene", modulaţia în frecvenţă are o utilizare foarte largă.

In ţara noastră sînt în funcţiune echipamente pentru transmisii multiple prin radio relee şi se proiectează extinderea lor pe o scară mare. Modificările ce trebuie aduse acestor echipamente pentru a putea fi adaptate unor condiţii speciale de lucru, deosebite de cele prescrise de producător (de exemplu, mărirea distanţei între două relee), ridică probleme dificile, printre care un rol important îl are apariţia de distorsiuni ce duc la diafonia între căi.

Scopul oricărei comunicaţii este transmisia, de la un loc de plecare la un alt loc de sosire, a unui semnal ce cuprinde informaţia.

Fie $s_1(t)$ funcţia ce reprezintă semnalul de joasă frecvenţă sau informaţia de transmis (funcţia de transmis). A modula o oscilaţie de înaltă frecvenţă sau o succesiune de impulsuri cu această funcţie, înseamnă a face să existe o relaţie bine definită între una din constantele ce caracterizează oscilaţia sinusoidală sau succesiunea de impulsuri (amplitudinea, faza etc.) şi funcţia de transmis $s_1(t)$, ceea ce se poate exprima sub forma: $C = \psi\,[s_1(t)]$, unde C reprezintă una din constantele de mai sus.

Din punct de vedere principial, funcţia ψ poate fi arbitrară. Astfel, modulaţia de fază poate fi considerată ca o modulaţie de frecvenţă, unde relaţia dintre frecvenţa oscilaţiei şi funcţia de transmis este de forma:

$$\Omega = k_1 + k_2 \frac{d\,s_1(t)}{dt} \quad (k_1 \text{ şi } k_2 \text{ constante}).$$

Dificultăţile de realizare tehnică, spectrul de frecvenţă ce ia naştere, problema generală a distorsiunilor şi perturbaţiilor cer ca funcţia ψ să fie, în general, liniară. Se poate arăta, de exemplu, că modulaţii de frecvenţă după relaţia:

$$\Omega = k_1 + k_2 \frac{d^2 s_1(t)}{dt^2} \text{ sau } \Omega = k_1 + k_2 \int s_1(t)\,dt$$

dau rezultate mai supărătoare după demodulare, la acelaşi raport semnal către zgomot în partea de înaltă frecvenţă, decît modulaţia liniară de frecvenţă.

Oscilaţia modulată, astfel obţinută trebuie transmisă la locul de recepţie şi aici executat procesul invers modulării, acela de „extragere" a semnalului de joasă frecvenţă.

Fie $s_2(t)$ funcţia ce reprezintă acest semnal demodulat. In cazul cînd aceste procese se fac fără distorsiuni (cazul ideal), caracteristicile de modulare şi de demodulare vor fi nişte drepte (funcţia ψ liniară). Dacă aceste caracteristici sînt neliniare (fig. 1), ele se

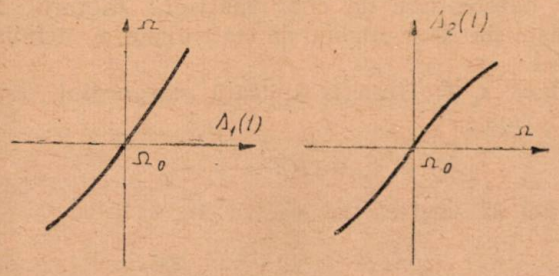


Fig. 1

pot descompune în serie de puteri după s_1, respectiv după Ω şi să se determine, în mod obişnuit, produsele de modulaţie.

Relaţia între neliniaritatea caracteristicilor şi factorul de distorsiuni este acelaşi ca şi la modulaţia de amplitudine.

Este de remarcat că aceste caracteristici, care pot fi uşor ridicate static, sînt valabile pentru comportarea dinamică a sistemului numai în cazul cînd frecvenţa modulatoare este mică faţă de cea a purtătoarei. O atenţie deosebită trebuie acordată faptului că măsurătoarea statică nu relevă distorsiunile de fază introduse de elementele modulatorului.

Ansamblul dispozitivelor necesare unei astfel de transmisii constituie un sistem complet de transmisie, care se poate prezenta schematic sub forma arătată în fig. 2. N_1 şi N_2 sînt părţile

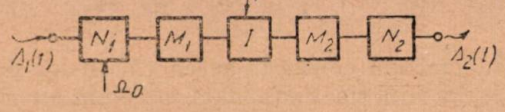


Fig. 2

de joasă frecvenţă, M_1 modulatorul, M_2 demodulatorul, iar I partea de înaltă frecvenţă. Aceasta din urmă cuprinde atît drumul de propagare al energiei electromagnetice, cît şi elementele care succed modulatorul sau preced demodulatorul şi care sînt parcurse de înalta frecvenţă (amplificatori, filtre etc.).

Distorsiunile pot lua naştere în dispozitivul de modulare însuşi, în partea de înaltă frecvenţă şi în dispozitivul de demodulare (de cele ce apar în părţile de joasă frecvenţă nu ne

vom ocupa, ele nefiind specifice modulației de frecvență). Ele pot fi liniare (de atenuare și de fază în funcție de frecvență) sau neliniare. Perturbațiile sînt semnale străine ce pătrund în partea de înaltă frecvență.

Pentru a studia deci distorsiunile introduse de fiecare parte a sistemului, sau fiecare gen de distorsiune, va fi necesar să presupunem că celelalte părți nu produc distorsiuni, respectiv că celelalte genuri de distorsiuni nu au loc.

I. Răspunsul unei rețele liniare la o funcțiune aplicată arbitrară

Un sistem (rețea) liniar de transmisie este univoc determinat de două mărimi: factorul de transmisie A și unghiul de transmisie a, definite astfel:

Dacă $s_1(t)$, funcția aplicată sistemului, este de forma:

$$s_1(t) = S_1 \sin(\Omega t + \varphi_1),$$

atunci la ieșirea lui ea va fi

$$s_2(t) = S_2 \sin(\Omega t + \varphi_2).$$

In acest caz

$$A = \frac{S_2}{S_1}, \text{ iar } a = \varphi_1 - \varphi_2.$$

Dacă $s_1(t)$ este o tensiune și $s_2(t)$ un curent, atunci $Y = A\,e^{-ja}$ va fi admitanța sistemului. In orice caz Y va fi o admitanță generalizată. Sistemul va fi fără distorsiuni dacă în gama de frecvențe care ne interesează A este o constantă iar a este direct proporțional cu frecvența.

Proprietățile sistemului fiind astfel determinate, comportarea lui față de o funcție aplicată de formă arbitrară se va găsi determinînd forma spectrală a acestei funcțiuni, înmulțind-o cu admitanța sistemului și sumînd efectele produse de fiecare element diferențial al spectrului:

$$s_2(t) = \int_0^{\infty} AS_1 \sin(\Omega t + \varphi_1 - a)\, d\Omega, \qquad (1)$$

unde

$$s_1(t) = \int_0^{\infty} S_1 \sin(\Omega t + \varphi_1)\, d\Omega \qquad (2)$$

O altă metodă constă în aceea că, în loc de a pleca de la funcția sinusoidală ca element constitutiv al funcției de transmis și a găsi admitanța Y a sistemului de studiat, se pleacă de la funcția unitate (fig. 3) și se găsește admitanța corespunzătoare funcției unitate, numită admitanța indicială a sistemului $A(t)$. In acest caz $A(t)$ determină în mod univoc proprietățile sistemului, iar comportarea lui față de o funcție aplicată arbitrară va fi determinată tot printr-o sumare a efectelor produse de fiecare element diferențial al acestei funcțiuni. Dacă funcția aplicată este o tensiune $E = F(t)$, o vom descompune într-o serie de salturi discontinui $dE = F'(\tau)\,d\tau$, aplicate sistemului la timpul τ

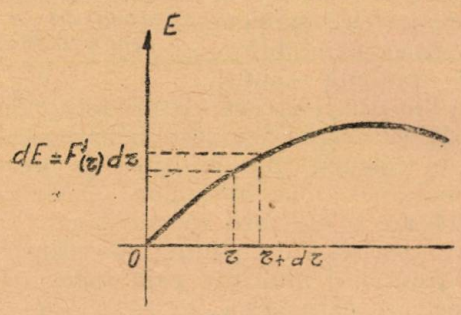


Fig. 4

(fig. 4). Curentul corespunzător unui mic salt va fi:

$$dI = F'(\tau)\, A\,(t - \tau)\, d\tau,$$

iar toate salturile vor da naștere, la timpul t, unui curent

$$I(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} F'(\tau)\, A\,(t - \tau)\, d\tau. \qquad (3)$$

Integrînd prin părți și ținînd seama că atît $A(-\infty)$ cît și $F(-\infty)$ sînt egale cu zero, obținem:

$$I(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} F(t - \tau)\, A'(\tau)\, d\tau. \qquad (4)$$

Aplicînd această relație pentru o tensiune sinusoidală $E = E_0 e^{j\Omega_0 t}$ se găsește curentul:

$$I(t) = E_0 e^{j\Omega_0 t} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\Omega_0 \tau} A'(\tau)\, d\tau \qquad (5)$$

Acest curent este dat însă, prin metoda anterioară și de relația:

$$I(t) = E_0 e^{j\Omega_0 t}\, Y(j\Omega_0).$$

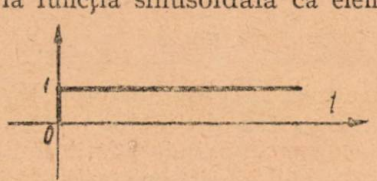
Identificînd, obținem:

$$Y(j\Omega_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\Omega_0 \tau} A'(\tau)\, d\tau. \qquad (6)$$

O a treia metodă constă în a considera că valoarea curentuiui este dată de produsul între tensiunea aplicată sistemului și admitanța acestuia corespunzătoare frecvenței momentane a tensiunii, adică:

$$I_{qs} = F(t)\, Y(j\Omega_m) = F(t)\, Y_{qs} \qquad (7)$$

Curentul I_{qs} nu este în general, curentul real care ia naștere deoarece caracteristicile sistemului (A și a) sînt definite pentru oscilații sinusoidale cu frecvența constantă și care durează nedefinit (tensiunea este staționară, în sensul că frecvența nu variază). De aceea acest curent se numește curent cvasistaționar, iar admitanța



Fig, 3

corespunzătoare, admitanța cvasistaționară. Această metodă ușurează mult calculele. Vom vedea ulterior cînd acest curent este identic cu cel real și în ce condiții curentul real poate fi aproximat prin cel cvasistaționar.

Vom aplica fiecare din aceste trei metode, după caz.

II. Răspunsul unei rețele liniare la o tensiune sinusoidală modulată în frecvență

La un semnal modulat în frecvență va trebui să existe relația liniară, precizată la început, între frecvența unghiulară Ω și funcția de transmis $s(t)$:

$$\Omega = \Omega_0 + \lambda s(t), \tag{8}$$

Ω fiind frecvența momentană, iar λ o constantă. In acest caz tensiunea modulată în frecvență se va exprima, sub forma exponențială, prin:

$$E_0 e^{j[\Omega_0 t + \lambda \int_0^t s dt]} = E_0 e^{j\lambda \int_0^t s dt} \cdot e^{j\Omega_0 t} \tag{9}$$

Dacă semnalul de înaltă frecvență este modulat și în amplitudine, expresia lui va fi:

$$F(t) = E(t) e^{j\lambda \int_0^t s dt} \cdot e^{j\Omega_0 t} \tag{10}$$

Așa dar orice semnal sinusoidal modulat poate fi pus sub forma:

$$F(t) = f(t) e^{j\Omega_0 t} \tag{11}$$

Dacă se înlocuește această expresie a tensiunii aplicate în relația generală a curentului (4) se găsește curentul într-o rețea liniară datorit unei tensiuni modulate. Astfel, vom avea, în acest caz:

$$F(t-\tau) = f(t-\tau) e^{-j\Omega_0 \tau} \cdot e^{j\Omega_0 t} \tag{12}$$

Dezvoltînd pe f în serie de puteri în jurul lui t și ținînd seama de relația:

$$Y^{(n)}(j\Omega_0) = (-1)^n \int_{-\infty}^{+\infty} \tau^n e^{-j\Omega_0 \tau} \cdot A'(\tau)\, d\tau \tag{13}$$

dedusă din (6) prin derivare în raport cu $j\Omega_0$, rezultă expresia următoare pentru acest curent:

$$I(t) = F(t)\, Y(j\Omega_0) \left[1 + \frac{1}{1!}\frac{f'Y'}{fY} + \frac{1}{2!}\frac{f''Y''}{fY} + \frac{1}{3!}\frac{f'''Y'''}{fY} + \dots\right] \tag{14}$$

Pentru un semnal modulat numai în frecvență,

$$f(t) = E_0 e^{j\lambda \int_0^t s dt} \tag{15}$$

și expresia (14) devine:

$$I(t) = F(t)\, Y(j\Omega_0) \left[1 + j\lambda s \frac{Y'}{Y} + \frac{1}{2}(j\lambda s' - \lambda^2 s^2)\frac{Y''}{Y} + \frac{1}{6}(j\lambda s'' - 3\lambda^2 ss' - j\lambda^3 s^3)\frac{Y'''}{Y} + \dots\right] \tag{16}$$

Aceasta este valoarea curentului real care ia naștere într-o rețea liniară, căreia i se aplică o tensiune sinusoidală modulată în frecvență [$F(t)$ este dat de (9)].

Să determinăm acum curentul cvasistaționar pentru aceeași tensiune aplicată. Conform definiției,

$$I_{qs} = F(t)\, Y_{qs} = F(t)\, Y[j(\Omega_0 + \lambda s)]$$

Dezvoltînd pe Y_{qs} în serie de puteri în jurul lui $j\Omega_0$ obținem:

$$I_{qs} = F(t)\, Y(j\Omega_0) \left[1 + j\lambda s \frac{Y'}{Y} - \frac{1}{2!}\lambda^2 s^2 \frac{Y''}{Y} - \frac{1}{3!} j\lambda^3 s^3 \frac{Y'''}{Y} + \dots\right] \tag{17}$$

Din (16) și (17) se deduce imediat:

$$I(t) = I_{qs} + F(t)\, Y(j\Omega_0) \left[\frac{1}{2} j\lambda s' \frac{Y''}{Y} + \frac{1}{6}(j\lambda s'' - 3\lambda^2 ss')\frac{Y'''}{Y} + \dots\right] \tag{18}$$

Se vede că I_{qs} diferă cu o serie de termeni de I real.

Dacă admitanța $Y(j\Omega_0)$ este o funcție liniară de Ω, atunci $Y'' = Y''' = \dots = 0$ și cu notația $j\frac{Y'}{Y} = \frac{1}{\Omega_1}$ (fig. 5), avem:

$$I(t) = I_{qs} = F(t)\, Y(j\Omega_0) \left[1 + \frac{\lambda s(t)}{\Omega_1}\right] \tag{19}$$

Așa dar pentru orice rețea avînd admitanța liniară funcție de frecvență, curentul se poate calcula,

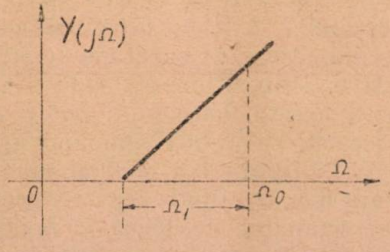


Fig. 5

în cazul cînd se aplică o tensiune modulată în frecvență, ca și în cazul unei tensiuni sinusoidale, înlocuind însă frecvența constantă a acesteia prin frecvență momentană (curentul cvasistaționar este egal cu cel real). Trebuie remarcat că atît partea reală cît și partea imaginară a lui Y va trebui să depindă liniar de frecvență.

Pentru o rețea oarecare, curentul I_{qs}, va fi cu atît mai aproape de cel real, cu cît λ (sau $\Delta\Omega$, deviația de frecvență, la o funcție modulatoare sinusoidală) și derivatele lui $s(t)$ (sau ω, frecvența modulatoare) vor fi mai mici. Cu cît deci frecvența variază mai încet, cu atît rețeaua urmărește (urmează) mai exact frecvența momentană. In acest sens spunem mai sus că, la modulatorul de frecvență caracteristica de modulare statică (unde se determină curentul cvasistaționar) nu coincide cu cea dinamică (frecvența variabilă).

III. Distorsiuni la demodulare

Curentul obținut în (19) este modulat atît în frecvență cît și în amplitudine. Dacă aplicăm o tensiune proporțională cu acest curent unui detector obișnuit (ce ne dă înfășurarea tensiunii aplicate), vom obține un semnal de joasă frecvență proporțional cu $s(t)$ (modulația de frecvență nu exercită nici o influență asupra acestui detector). Așa dar, rețeaua cu admitanța depinzînd liniar de frecvență constituie discriminatorul ideal. In acest caz nu iau naștere distorsiuni la demodularea de frecvență.

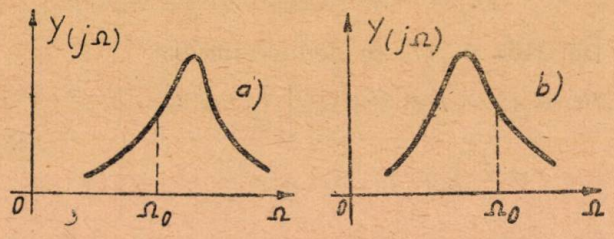


Fig. 6

Singurul circuit cu admitanța o funcție liniară de frecvență îl constituie condensatorul (eventual cu o rezistență în paralel). Aceasta este însă nepractic din cauza valorii mari a lui Ω_1. O aproximație utilizabilă o dă circuitul serie (R, L, C). Termenii din (16) care nu apar în (19) vor da însă naștere la distorsiuni neliniare. O altă cauză de distorsiuni în elementul discriminator o constituie faptul că Ω_1 nu este pur real. Acesta ar fi cazul cînd Y ar fi pur imaginar, adică atunci cînd discriminatorul ar cuprinde numai elemente pur reactive. Prin utilizarea unui discriminator în opoziție, aceste distorsiuni pot fi micșorate. Pentru aceasta se aplică semnalul unui circuit acordat ca în figura 6 *a* și apoi unuia acordat ca în figura 6 *b*. Ω_1 fiind negativ pentru cazul al doilea, semnalul de joasă frecvență rezultă cu semn schimbat față de primul caz, pe cînd termenii ce dau distorsiuni patratice rămîn cu același semn. Aceste semnale conectate în opoziție fac să dispară distorsiunile de ordinul doi. Despre acest montaj vom vorbi și la studiul perturbațiilor.

In loc să plecăm însă de la o tensiune modulată în frecvență aplicată unei rețele, putem pleca de la un curent modulat în frecvență, cum este cazul în circuitul anodic al unei pentode. O dezvoltare analoagă cu cea de mai sus ne va duce la rezultatul că pentru a obține o demodulare de frecvență fără distorsiuni (discriminator ideal), impedanța acestuia va trebui să fie liniară în domeniul de frecvențe utilizat. O aproximație utilizabilă o dă, de data aceasta, circuitul rezonant derivație.

In presupunerea că deviația de frecvență este mare față de frecvența maximă a semnalului de joasă frecvență, adică a unui indice de modulație mare (ceea ce este cazul în practică) și a unui semnal modulator sinusoidal, se găsesc următoarele expresii pentru factorul de distorsiuni patratice și cubice :

$$K_2 = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{4} \cdot \frac{2x_0^2 - 1}{x_0(1 + x_0^2)} \cdot \frac{2\Delta\,\Omega Q_0}{\Omega_r} \qquad (20)$$

$$K_3 = \frac{U_3}{U_1} = \frac{1}{8} \cdot \frac{3 - 2x_0^2}{(1 + x_0^2)^2} \cdot \left(\frac{2\Delta\,\Omega\,Q_0}{\Omega_r}\right)^2 \qquad (21)$$

unde $x_0 = \beta_0 Q_0$, β_0 fiind dezacordul pentru frecvența purtătoare : $\beta_0 = \frac{\Omega_0}{\Omega_r} - \frac{\Omega_r}{\Omega_0}$, Ω_r frecvența de rezonanță a circuitului derivație, iar Q_0 factorul de calitate a acestui circuit. K_2 este cu mult mai mare decît K_3, însă se observă că pentru $2x_0^2 - 1 = 0$, adică pentru $x_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $K_2 = 0$, iar K_3 devine :

$$K_3 = \frac{4}{9}\left(\frac{\Delta\Omega Q_0}{\Omega_r}\right)^2 \qquad (22)$$

In cele ce urmează vom presupune că discriminatorul nu dă distorsiuni, deci că admitanța (sau impedanța) lui este, cu suficientă aproximație, o funcție liniară de frecvență.

IV. Perturbații

Un semnal perturbator sinusoidal se poate reprezenta prin :

$$E_p = E_0 A_p e^{j(\Omega_0 + \omega_p)t} \qquad (23)$$

unde A_p este raportul între amplitudinea semnalului perturbator și cea a semnalului util E_0 modulat, iar ω_p diferența între frecvențele celor două semnale. In discriminator va rezulta un curent datorit semnalului perturbator, egal cu :

$$I_p = E_0 A_p e^{j(\Omega_0 + \omega_p)t}\, Y_{(j\Omega_0)} \left(1 + \frac{\omega_p}{\Omega_1}\right) \qquad (24)$$

și altul datorit semnalului util dat de (19). Curentul total va fi suma lor :

$$\begin{aligned} I(t) &= E_0 e^{j[\Omega_0 t + \lambda \int_0^t s\,dt]} \cdot Y_{(j\Omega_0)} \left[1 + \frac{\lambda s(t)}{\Omega_1}\right] + \\ &+ E_0 A_p e^{j(\Omega_0 + \omega_p)t}\, Y_{(j\Omega_0)} \left(1 + \frac{\omega_p}{\Omega_1}\right) = \\ &= E_0 e^{j[\Omega_0 t + \lambda \int_0^t s\,dt]} \cdot Y_{(j\Omega_0)} \left[1 + \frac{\lambda s(t)}{\Omega_1} + \right. \\ &\left. + A_p \left(1 + \frac{\omega_p}{\Omega_1}\right) e^{j[\omega_p t - \lambda \int_0^t s\,dt]}\right] \end{aligned} \qquad (25)$$

După detecție ia naștere o tensiune proporțională cu modulația de amplitudine din (25), adică factorul din paranteză al acestei expresii. Primul termen este o componentă de curent continuu și deci semnalul de joasă frecvență este proporțional cu :

$$\lambda s(t) + A_p(\Omega_1 + \omega_p) e^{j[\omega_p t - \lambda \int_0^t s\,dt]} \qquad (26)$$

Termenul întîi din expresia (26) este semnalul util. Al doilea reprezintă perturbația : un semnal de joasă modulat în frecvență. Este de remarcat că efectul perturbației depinde și de semnalul util modulator (prezența lui λ în termenul al doilea).

Termenul ce ne dă perturbaţia în (26) se poate descompune într-un spectru infinit de frecvenţă. Toate componentele peste o anumită frecvenţă ω_a (10 kHz de exemplu, într-o transmisie de radio) sînt limitate de partea de joasă frecvenţă. Mărimea hotărîtoare în acest caz este raportul energetic perturbaţie/semnal. Va trebui deci să se găsească energia semnalului perturbator cuprinsă în spectrul limitat de ω_a şi să se raporteze la energia semnalului util de joasă frecvenţă.

Ne vom opri însă numai asupra cazului, mult mai important în practică, al perturbaţiei provocată de un zgomot cu un spectru de înaltă frecvenţă continuu, aproximativ egal pentru toate frecvenţele (cum este cazul la descărcările atmosferice).

Energia semnalului util, în joasă frecvenţă, este proporţională cu valoarea medie din $(\lambda s(t))^2$. Pentru un semnal modulator util sinusoidal detectat, $\Delta\Omega \cos \omega t$, această valoare este :

$$\frac{1}{2}(\Delta\Omega)^2. \qquad (27)$$

Energia perturbatoare după detecţie va fi găsită înlocuind semnalul perturbator sinusoidal din (24) prin tensiunea de zgomot, descompunînd expresia care concordă cu (26) în spectru de frecvenţă şi luînd energia componentelor cu frecvenţa mai mică decît ω_a.

Pentru cazul cînd amplitudinea semnalului perturbator este mică în raport cu cea a semnalului util E_0 şi pentru un semnal util modulator sinusoidal, calculul dă o energie de joasă frecvenţă perceptibilă egală cu

$$\omega_a N^2 \left[\frac{1}{3}\omega_a^2 + \Omega_1^2 + \frac{1}{2}(\Delta\Omega)^2 \right], \qquad (28)$$

unde $N^2 = \dfrac{S_0^2}{\pi \cdot E_0^2}$, S_0 fiind integrala impulsului ce dă naştere zgomotului perturbator. Prin urmare, raportul energetic perturbaţie/semnal va fi :

$$2\omega_a N^2 \left[\frac{1}{3}\left(\frac{\omega_a}{\Delta\Omega}\right)^2 + \left(\frac{\Omega_1}{\Delta\Omega}\right)^2 + \frac{1}{2} \right]. \qquad (29)$$

Expresia se compune din trei termeni, fiecăruia putîndu-i-se atribui o semnificaţie fizică determinată şi anume : primul termen este datorit modulaţiei de frecvenţă a semnalului util de către cel perturbator al doilea modulaţiei de amplitudine, iar ultimul termen este datorit acţiunii reciproce între modulaţia dorită şi cea nedorită (am văzut la un semnal perturbator sinusoidal că perturbaţia depinde şi de prezenţa semnalului util modulator). Acest lucru se poate dovedi refăcînd calculele în cazul lipsei semnalului util de joasă frecvenţă modulator şi considerînd pe rînd numai acţiunea modulaţiei în amplitudine şi apoi numai pe aceea a modulaţiei în frecvenţă asupra oscilaţiei purtătoare nemodulată.

Să privim mai îndeaproape aceşti trei termeni. Primul poate fi făcut neglijabil prin mărirea deviaţiei de frecvenţă $\Delta\Omega$. Al doilea nu poate fi făcut mai mic decît unu, chiar în cazul discriminatorului ideal ($\Delta\Omega$ nu poate fi făcut mai mare decît Ω_1). Ultimul nu poate fi schimbat. Deci, valoarea parantezei va fi mai mare decît 1,5. Se vede imediat că pentru o oscilaţie sinusoidală modulată în amplitudine cu gradul de modulaţie de 100%, raportul energetic perturbaţie/semnal util este, în aceleaşi condiţiuni, $2\omega_a N^2$. Fără alte măsuri suplimentare, acest raport este mai prost la modulaţia în frecvenţă decît la cea în amplitudine. Sînt mai multe mijloace pentru micşorarea acestui raport. Toate urmăresc înlăturarea termenului datorit modulaţiei în amplitudine a semnalului de înaltă frecvenţă de către perturbaţie. Unele dintre aceste metode înlătură în acelaşi timp şi termenul de acţiune reciprocă, astfel că nu rămîne decît primul termen, care este foarte mic.

Unul din aceste mijloace este utilizarea unui discriminator în opoziţie, despre care am mai vorbit. Intr-adevăr, utilizînd un asemenea dispozitiv, se vede din relaţiile (25) şi (26) că, pentru primul detector Ω_1 fiind pozitiv şi pentru al doilea negativ, conectîndu-le în opoziţie, dispare termenul Ω_1 în (26). In cazul zgomotului perturbator, dispare termenul corespunzător $\left(\dfrac{\Omega_1}{\Delta\Omega}\right)^2$. Termenul de interacţie 1/2 rămîne totuşi.

Raportată la modulaţia în amplitudine, modulaţia în frecvenţă utilizată în acest mod dă o îmbunătăţire în raportul perturbaţie/semnal cu un factor de maximum 1/2.

Un al doilea mijloc îl constituie utilizarea unui limitator de amplitudine înaintea discriminatorului. Prin utilizarea unui limitator cu caracteristica ideală (fig. 7) este de la sine înţeles că

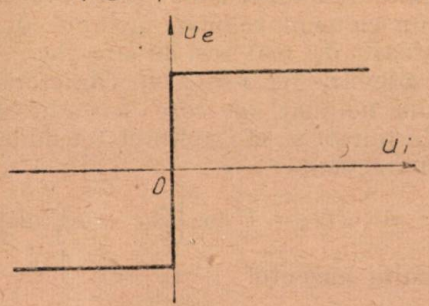


Fig. 7

termenul datorit modulaţiei de amplitudine dispare. Consideraţii analoage cu cele de mai sus (şi pe care nu le mai facem, fiind destul de lungi) arată că dispare şi termenul de interacţie 1/2, astfel că rămîne numai termenul prim, rezultat din modulaţia în frecvenţă a purtătoarei de către semnalul perturbator. Aşa dar, în acest caz rezultă un factor de îmbunătăţire a raportului energetic faţă de modulaţia în amplitudine cu grad de modulaţie de 100%, egal cu :

$$\frac{1}{3}\left(\frac{\omega_a}{\Delta\Omega}\right)^2 = \frac{1}{3}\,\frac{1}{\eta^2} \qquad (30)$$

unde η este indicele de modulaţie. Pentru $\eta = 10$, acest factor este de 300. In realitate limitatorul nu are o caracteristică ideală, ci una care se apropie, mai mult sau mai puţin, de cea din figura 8. Dar chiar pentru acest caz se arată că

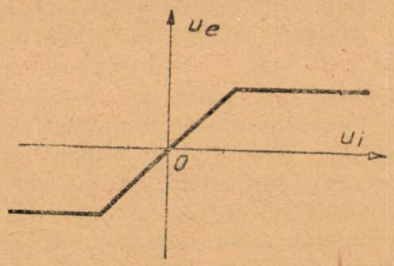


Fig. 8

dacă limitatorul suprimă 1/3 din amplitudinea purtătoarei, diferenţa faţă de cazul ideal este neglijabilă.

Faptul că efectul modulaţiei în amplitudine a purtătoarei de către perturbaţie nu este complet înlăturat în limitator, face ca acesta din urmă să fie întotdeauna urmat de un discriminator în opoziţie, care, pe lîngă faptul că completează limitatorul, înlătură şi distorsiunile patratice datorite neliniarităţii (funcţie de frecvenţă) a acestuia.

In cele ce urmează vom presupune că modulaţia în amplitudine a purtătoarei nu are nici o influenţă asupra semnalului de joasă frecvenţă.

V. Distorsiuni neliniare în partea de înaltă frecvenţă

In transmisiunile obişnuite, elementele neliniare (lămpi, bobine cu miez magnetic, etc.), provoacă distorsiuni neliniare şi, în cazul transmisiilor multiple, diafonie între canale. In cazul unui semnal modulat în frecvenţă ce parcurge un element neliniar, niciunul din efectele supărătoare de mai sus nu are loc.

Intr-adevăr, fie $i = \varphi(u)$ caracteristica elementului neliniar, pe care s-o dezvoltăm în serie de puteri şi să-i aplicăm tensiunea modulată în frecvenţă

$$u = U_0 + U \cos\left[\Omega_0 t + \lambda \int_0^t s\, dt\right].$$

Va rezulta curentul

$$i = \varphi(u) = \varphi(U_0) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\varphi^{(n)}(U_0)}{n!} U^n \cos^n\left[\Omega_0 t + \lambda \int_0^t s\, dt\right].$$

Prin simple transformări trigonometrice se ajunge la expresia :

$$i = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \cos \cdot n\left[\Omega_0 t + \lambda \int_0^t s\, dt\right], \qquad (31)$$

A fiind o constantă ce depinde numai de U_0, U, caracteristica elementului neliniar şi de n. Cu ajutorul circuitelor selective care urmează se separă componenta

$$A_1 \cos\left[\Omega_0 t + \lambda \int_0^t s\, dt\right].$$

In consecinţă nu apar distorsiuni.

Dacă aceluiaşi element neliniar i se aplică două tensiuni modulate în frecvenţă u_1 şi u_2, curentul va fi :

$$i = \varphi(U_0) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\varphi^{(n)}(U_0)}{n!}\left[u_1 \cos\left(\Omega_{01} t + \lambda_1 \int_0^t s_1\, dt\right) + u_2 \cos\left(\Omega_{02} t + \lambda_2 \int_0^t s_2\, dt\right)\right]^n$$

de unde, prin transformări trigonometrice, obţinem :

$$i = \sum_{m,n=0}^{\infty} A_{m,n} \cos\left[m\left(\Omega_{01} t + \lambda_1 \int_0^t s_1\, dt\right) \pm n\left(\Omega_{02} t + \lambda_2 \int_0^t s_2\, dt\right)\right] \qquad (32)$$

Prin circuite selective acordate pe Ω_{01} se poate separa termenul $A_{1,0} \cos\left(\Omega_{01} t + \lambda_1 \int_0^t s_1\, dt\right)$. Prin urmare nici fenomenul de intermodulaţie nu are loc. Singurul caz cînd pot apărea efecte supărătoare este acela în care are loc egalitatea :

$$m\,\Omega_{01} \pm n\Omega_{02} = \Omega_{01}$$

şi cînd apar termeni de forma :

$$A_{m,n} \cos\left(\Omega_{01} t + m\lambda_1 \int_0^t s_1\, dt \pm n\,\lambda_2 \int_0^t s_2\, dt\right) \qquad (33)$$

In acest caz ia naştere un anumit nivel de perturbaţii, dar nu o intermodulaţie propriu zisă.

Faptul că distorsiunile neliniare în partea de înaltă frecvenţă nu au influenţă asupra semnalului de joasă frecvenţă permite, între altele, utilizarea limitatorului de amplitudine.

VI. Limitarea benzii de înaltă frecvenţă

Să considerăm oscilaţia de înaltă frecvenţă modulată de un semnal sinusoidal de frecvenţă ω_1 cu un indice de modulaţie $\eta = \frac{\Delta\Omega}{\omega_1}$ şi să presupunem că oscilaţiile ce apar în benzile laterale peste $n\omega_1$ sînt suprimate. Aceasta înseamnă un factor de transmisie ca cel din fig. 9 unde ω_1

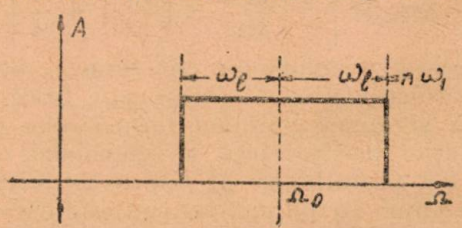


Fig. 9

este frecvenţa limită transmisă. Pentru determinarea distorsiunilor care apar, vom pleca de la forma cunoscută a semnalului modulat dezvoltat sub forma spectrului de frecvenţe :

$$u = U\,[I_0(\eta) - 2I_2(\eta) \cos 2\,\omega_1 t + \ldots + 2I_n(\eta) \cos n\,\omega_1 t] \sin \Omega_0 t - U\,[2I_1(\eta) \cos \omega_1 t - 2I_3(\eta) \cos 3\omega_1 t + \ldots + 2I_{n-1}(\eta) \cos (n-1)\,\omega_1 t] \cos \Omega_0 t = P(t) \sin \Omega_0 t + Q(t) \cos \Omega_0 t. \qquad (34)$$

De aici scoatem:

$$u = \sqrt{P^2 + Q^2}\sin[\Omega_0 t + \psi(t)]\ ;\ \psi(t) = \operatorname{arctg}\frac{P}{Q}\ . \quad (35)$$

La ieşirea din partea de înaltă frecvenţă semnalul rezultă modulat şi în amplitudine şi în frecvenţă. După discriminator va rezulta un semnal de joasă frecvenţă proporţional cu frecvenţa momentană din (35):

$$s_2(t) = \frac{d\psi}{dt} = \frac{PQ' - QP'}{P^2 + Q^2}\ . \quad (36)$$

Dacă benzile laterale sînt simetric limitate faţă de Ω_0, nu iau naştere distorsiuni de ordin par, iar factorul de distorsiuni de ordinul trei se obţine:

$$K_3 = \frac{6}{\eta}\,(I_{n-2}\cdot I_{n+1} + I_{n-1}\cdot I_{n+2} + I_n \cdot I_{n+3}). \quad (37)$$

Calculînd, de exemplu, valorile lui K_3 pentru $\eta = 10$ şi $n = 10$, 11 şi 12, se găsesc valorile:

n	10	11	12	13
$K_3\%$	6,36	2,59	0,78	0,18

Calculînd pe K_3 în acelaşi mod pentru diferite valori ale lui η, se ajunge la concluzia următoare, care se poate remarca şi din tabelele sau curbele ce ne dau valorile funcţiilor Bessel: Spectrul de înaltă frecvenţă se limitează practic la armonica $n = \eta + 2 = \frac{\Delta\Omega}{\omega_1} + 2$, adică la o lăţime de bandă de o parte şi de alta a frecvenţei purtătoare Ω_0 de mărimea

$$n\omega_1 = \Delta\Omega + 2\omega_1. \quad (38)$$

Suprimînd restul benzii de frecvenţă, distorsiunile neliniare rezultate sînt mai mici de 1%. In lăţimea benzii de mai sus ω_1 va fi cea mai mare frecvenţă a spectrului funcţiei de transmis.

Consideraţii analoage cu cele de mai sus arată că la limitarea disimetrică a benzii de frecvenţă iau naştere distorsiuni de ordinul doi şi mult mai mari decît la limitarea simetrică.

VII. Distorsiuni de atenuare în funcţie de frecvenţă în partea de înaltă frecvenţă

Dacă curentul cvasistaţionar ar fi egal cu cel real, atunci distorsiunile de atenuare în funcţie de frecvenţă n-ar provoca schimbarea frecvenţei momentane a oscilaţiei purtătoare, ci numai a amplitudinii acesteia, care s-ar modifica conform factorului de transmisiune corespunzător acestei frecvenţe momentane. In acest caz aceste distorsiuni n-ar avea nici un efect asupra semnalului de joasă frecvenţă care este proporţional cu frecvenţa momentană. In realitate se schimbă, într-o oarecare măsură şi frecvenţa momentană. Şi aici, ca şi la limitarea benzii de frecvenţe transmise, nu apar distorsiuni de ordin par dacă factorul de transmisie A este simetric faţă de frecvenţa purtătoare Ω_0. Dacă luăm în consideraţie cazul mai defavorabil al unui factor de transmisie A disimetric faţă de Ω_0 şi aproximăm curba de variaţie a acestui factor de transmisie cu o dreaptă în domeniul care ne interesează, calculul cu ajutorul formulei gene-

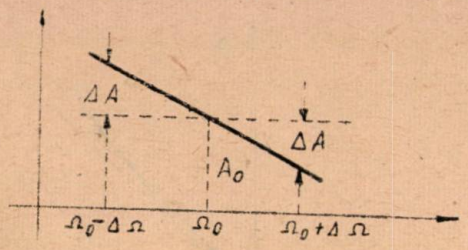


Fig. 10

rale (36) ne arată că distorsiunile neliniare rezultate sînt neglijabile. Intr-adevăr, se găseşte factorul de distorsiuni patratice (fig. 10):

$$K_2 = \frac{1}{2\eta}\,\frac{\omega_1}{\Omega_0}\left(\frac{\Delta A}{A_0}\right)^2 \quad (39)$$

unde ΔA este abaterea factorului de transmisie la frecvenţa $\Omega_0 + \Delta\Omega$ faţă de valoarea acestuia la frecvenţa purtătoare Ω_0. Pentru $\lambda = 5$ m (şi deci $\Omega_0 = 2\pi\,\frac{3}{5}\,10^5$ kHz) $\eta = 10$ şi $\frac{\Delta A}{A_0} = 0{,}5$, se obţine:

$$K_2 = 2 \cdot 10^{-6}.$$

Dacă distorsiunea de atenuare este atît de mare încît apare o limitare a benzii de frecvenţă transmisă, cădem peste cazul studiat anterior. Aşa dar, putem spune că distorsiunile de atenuare în partea de înaltă frecvenţă nu influenţează transmisia (bine înţeles că se presupune că variaţia amplitudinii purtătoarei cu frecvenţă este înlăturată de limitator).

VIII. Distorsiuni de fază în funcţie de frecvenţă în partea de înaltă frecvenţă

Distorsiunile de fază în drumul de înaltă frecvenţă dau naştere la distorsiuni neliniare în semnalul de joasă frecvenţă. Acest lucru este evident, dacă ne gîndim că semnalul de joasă frecvenţă este proporţional cu frecvenţa momentană a oscilaţiei purtătoare, iar frecvenţa momentană, la rîndul ei, este proporţională cu derivata, în raport cu timpul, a fazei oscilaţiei de înaltă frecvenţă. Se poate deduce imediat că distorsiunile vor fi mai mari la frecvenţe modulatoare mai mari, pentru care faza variază mai repede.

Curba de variaţie a unghiului de transmisie a joacă, de aceea, la modulaţia de frecvenţă, un rol analog aceluia pe care-l joacă caracteristicile neliniare în transmisiile obişnuite. In transmisiunile multiple cu modulaţie de frecvenţă, prin radio relee de exemplu, aceste distorsiuni vor da naştere la diafonie între căi. In aceste instalaţii, influenţa distorsiunilor de fază în partea de înaltă frecvenţă chiar mici, devine supărătoare.

Am văzut că la un sistem de transmisie fără distorsiuni de fază, unghiul de transmisie a trebuie să varieze după o dreaptă în domeniul de frecvenţe care ne interesează. Abaterea de la

această liniaritate cauzează distorsiuni neliniare în semnalul de joasă frecvență demodulat.

Fie curba unghiului de transmisie ca în fig. 11 T_0 reprezintă timpul de propagare al semnalului

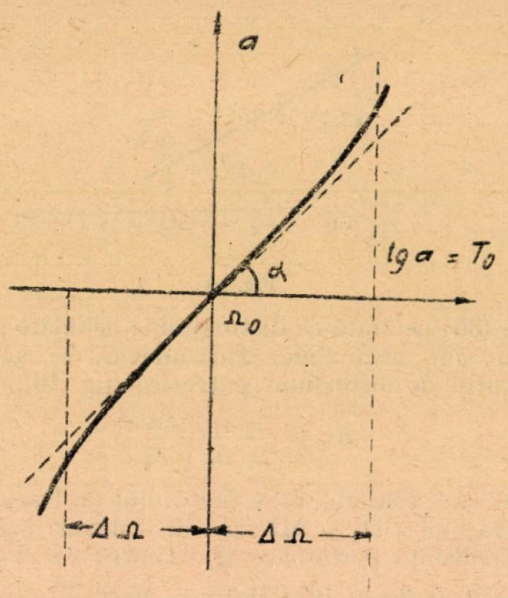


Fig. 11

de la intrare în circuit pînă la ieșirea lui (timpul de întîrziere). Dacă tensiunea modulată în frecvență la intrare în sistem este

$$e_1 = E_0 \cos\left[\int_0^t (\Omega_0 + \lambda s_1)\, dt\right]$$

atunci la ieșirea din sistem vom găsi tensiunea

$$e_2 = E_0 \cos\left[\int_0^t (\Omega_0 + \lambda s_1)\, dt - a\right] \qquad (40)$$

(factorul de transmisiune A îl presupunem egal cu 1). Riguros vorbind, relația (40) nu este valabilă decît în cazul în care curentul real este egal cu cel cvasistaționar (unghiul de transmisie a corespunde frecvenței momentane Ω_m). Dacă însă condițiile de aproximare a curentului real prin cel cvasistaționar sînt îndeplinite (paragraful III), această relație este utilizabilă cu suficientă aproximație.

Semnalul de joasă frecvență rezultat după demodulare va fi proporțional cu frecvența momentană a tensiunii din (40), adică cu $\lambda s_1 - \frac{da}{dt}$. a însă depinde de frecvența momentană a semnalului aplicat sistemului. Dezvoltînd în serie de puteri pe a în jurul lui Ω_0 și determinînd derivata $\frac{da}{dt}$, vom găsi distorsiunile neliniare care apar după demodulare și factorul de distorsiuni K_f.

Considerînd acum curba unghiului de transmisie a ca fiind caracteristica unui element neliniar căruia îi aplicăm semnalul de joasă frecvență $s_1(t)$ care modulează înalta frecvență, se va găsi un factor de distorsiuni K_a, obținut tot prin dezvoltarea în serie de puteri a acestei curbe. Comparînd acest factor de distorsiuni K_a astfel obținut cu cel de mai sus, se găsește următoarea relație:

$$K_f = T_0 \omega K_a = \frac{\omega}{\omega_0} \cdot \omega_0 T_0 K_a. \qquad (41)$$

Cu alte cuvinte, ca să determinăm factorul de distorsiuni în joasă frecvență provocat de distorsiunile de fază în înaltă frecvență a unui sistem (rețea) cu un unghi de transmisie $a = f(\Omega)$, va fi suficient să considerăm curba unghiului de transmisie ca fiind caracteristica de amplitudine a unui element neliniar căruia îi aplicăm semnalul de joasă frecvență ce modulează înalta frecvență, să determinăm factorul de distorsiuni ce rezultă și să-l multiplicăm cu ωT_0; ω fiind frecvența corespunzătoare din semnalul de joasă frecvență, iar T_0 timpul de întîrziere al sistemului considerat. Se vede că distorsiunile cresc cu frecvența funcțiunii modulatoare, la fel cum crește influența perturbațiilor. Acest lucru este arătat în figura 12.

Mai sînt și alte mijloace pentru micșorarea distorsiunilor care apar la un semnal modulat

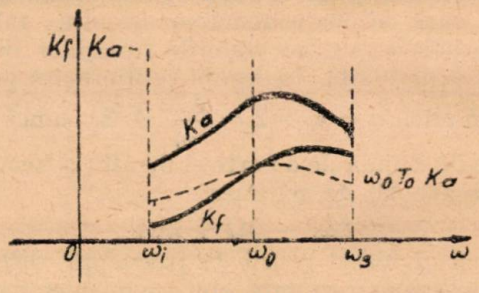


Fig. 12

în frecvență, ca de exemplu, acela al utilizării reacției negative. Spațiul restrîns nu permite însă abordarea lor.

Bibliografie

[1] *Novacovschi S. V.*: Modulația de frecvență, Moscova, 1946.
[2] *Novacovschi S. V.* și *Samoilov G. P.*: Tehnica modulației de frecvență în radiodifuziune, Moscova, 1952.
[3] *Culicovschi A. A.*: Modulația de frecvență în radiodifuziune și radiocomunicații. Gosenergoizdat, 1947.
[4] *Manaev E. I.*: Despre lățimea benzii de trecere în cazul recepției semnalelor modulate în frecvență, necesară pentru anularea distorsiunilor neliniare. Radiotehnica Nr. 5, Moscova 1948.
[5] *Carson* și *Fry*: Teoria circuitului electric cu frecvența variabilă *B.S.T.J.* Nr. 16 — 1937.
[6] *Smirenin B. A.*: Manual de radiotehnică. Gosenergoizdat, 1950.
[7] *Crug C. A.*: Bazele electrotehnicii, vol. 2, Editura Energetică de Stat, 1953.

★

ИСКАЖЕНИЯ И ПЕРТУРБАЦИИ ПРИ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Резюме

Изложение содержит общий вопрос искажений и пертурбаций происходящих при связи частотно-модулированными колебаниями, и может послужит для решения некоторых затруднений появляющихся при приспособлении оборудования для многоканальной радиорелейной связи.

1186 Electro/55
LEFORDITVA

ANALIZORUL DIFERENȚIAL ELECTRONIC

Prof. Ing. EDM. NICOLAU

In tehnica modernă, problemele puse fiind foarte complexe, ele se rezolvă cu ajutorul unor metode speciale, printre care mașinile matematice joacă un rol important. Despre aceste mașini, și metode, în revista Electrotehnica s-au prezentat cîteva articole privind mașinile analogice [1] [2].

Aceste articole expun problema modelării în general, și dau exemple de tratare concretă

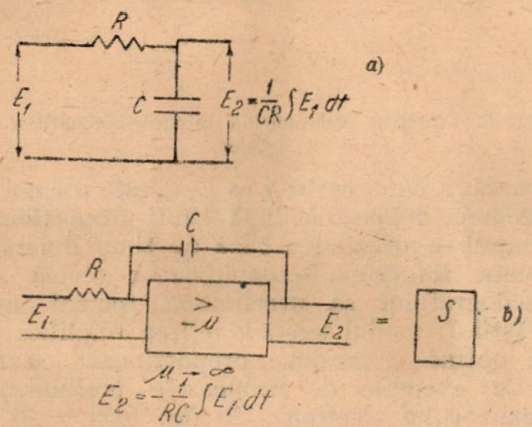


Fig. 1. Exemple de circuite integratoare:
a — circuit simplu RC; b — amplificator cu reacție.

a unor probleme precise, dar nu expun analizorul diferențial electronic, o mașină matematică relativ simplă din categoria modelelor electrice, mașină care poate rezolva ecuații diferențiale, și sisteme de ecuații diferențiale — deci și ecuații cu derivate parțiale.

Elementele fundamentale ale analizorului electronic sînt amplificatorii cu reacții convenabile, făcute astfel încît aceștia să poată efectua operațiile simple de adunare, înmulțire, integrare și diferențiere. In fig. 1 se arată două exemple simple de circuite integratoare: un circuit RC și un amplificator cu reacție. Să considerăm mai întîi primul circuit. Dacă reactanța capacității este mică față de rezistența R, atunci curentul care trece prin capacitate este $i = E_1/R$ și tensiunea la bornele capacității va fi $E_2 = \frac{1}{CR}\int_0^t E_1\,dt$ deci o mărime proporțională cu integrala tensiunii de la întrare. Montajul este foarte simplu, însă calitatea sa este slabă. Montajul din fig. 1 *b*, este cu mult superior, în sensul că efectuează integralele mai exact. Pentru înțelegerea funcționării acestui circuit, să scriem ecuațiile sale:

$$E_1 = R\,i + \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt + E_2$$

$$E_2 = -\mu\,(E_1 - R\,i)$$

i fiind curentul care trece prin brațul RC, amplificatorul avînd o impedanță de intrare foarte mare, astfel încît prin el nu se derivă curent. Eliminînd pe i între aceste două ecuații, și făcînd ca amplificarea μ să tindă spre infinit, se ajunge la rezultatul indicat pe fig. 1 *b*: tensiunea de la ieșire este proporțională cu integrala tensiunii de la intrare.

In fig. 2 se arată două montaje simple cu circuite de însumare. Funcționarea primului montaj se înțelege imediat. A celui de al doilea se deduce matematic după modelul expus în cazul analog, al circuitului integrator.

Circuitele de înmulțire sînt uneori de tipul modulatorilor. Alteori ele pot fi realizate cu ajutorul unor circuite în punte cu servomecanism

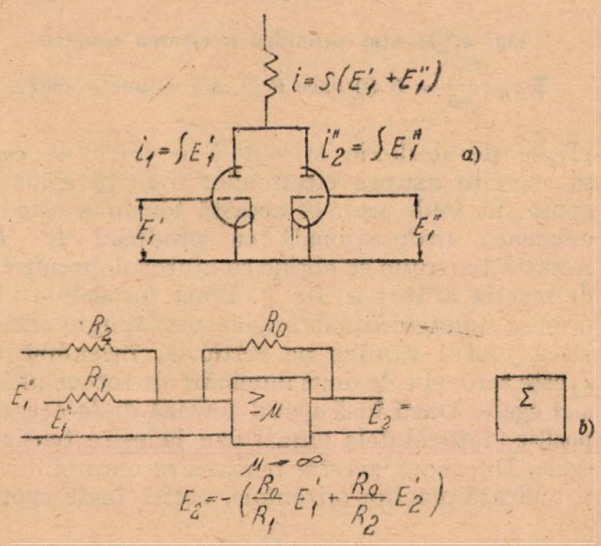


Fig. 2. Circuite de însumare:
a — circuit de însumare cu două tuburi identice; b — circuit de însumare cu amplificator cu reacție.

sau prin metode pur electronice. In fig. 3 se vede un multiplicator realizat cu ajutorul unui tub catodic. In acest tub electronii care părăsesc catodul K sînt supuși atît unor forțe electrostatice, între plăcile de deflexie, cît și unei forțe

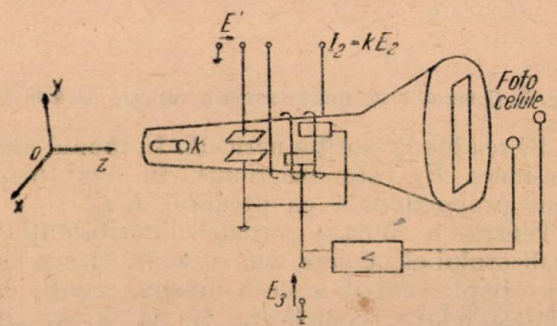


Fig. 3. Circuit multiplicator cu tub catodic.

lorentziene, datorită cîmpului magnetic produs de bobina ce înconjoară tubul. Plăcile de deflexie

verticală, imprimă electronilor o viteză v_y, proporţională cu E'. Această componentă a vitezei, împreună cu cîmpul magnetic B_z produs de bobină, face să se dezvolte o forţă lorentziană F_{xm}, proporţională cu produsul $v_y B_z$, sau avînd în vedere că B_z este proporţional cu E', rezultă că F_{xm} este proporţională cu produsul $E' I_2$.

Această forţă magnetică face ca electronii să fie deviaţi după axa x. Pentru a-i menţine pe direcţia iniţială O_x este necesar a dezvolta între

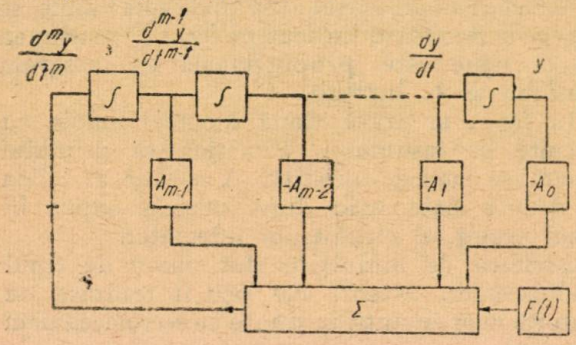


Fig. 4. Montaj permiţînd integrarea ecuaţiei $\Sigma A_m \frac{d^m y}{dt^m} = F(t)$ **unde** $F(t)$ **este o funcţie dată.**

plăcile de deflexie orizontală o tensiune care să exercite asupra electronilor o forţă egală şi opusă. Se vede uşor că această tensiune este de asemenea proporţională cu produsul $E' I_2$. Această tensiune se obţine cu ajutorul circuitului de reacţie arătat în fig. 3. Două fotocelule sînt dispuse simetric faţă de origină, de-a lungul axei x. Dacă spotul rămîne pe verticală, înseamnă că I_2 este zero, şi cele două iluminări ale fotocelulelor sînt egale. Dacă însă spotul deviază de la această poziţie, fotocelulele numai dau la ieşire tensiuni egale. Diferenţa acestor tensiuni este amplificată şi aplicată plăcilor orizontale, astfel încît spotul

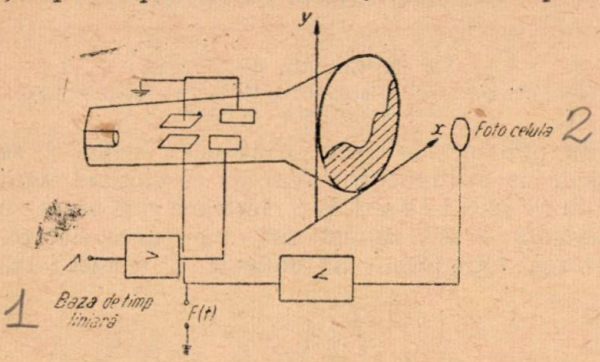


Fig. 5. Generator de funcţii avînd o variaţie dată în timp.

să fie readus la poziţia normală. In modul acesta tensiunea E_3 este menţinută în mod permanent proporţională cu produsul $E' I_2$.

Pentru a ilustra variatele posibilităţi ale analizorului electronic, vom prezenta cîteva montaje simple, capabile de a integra ecuaţii diferenţiale relativ complicate. In fig. 4. se arată montajul care permite integrarea ecuaţiei cu coeficienţi constanţi $\Sigma A_m \frac{d^m y}{dt^m} = F(t)$ unde $F(t)$ este o funcţie dată. Se vede foarte uşor că integratorul corespunde acestei ecuaţii, scriind că suma tuturor termenilor care intră în circuitul de însumare, este tocmai mărimea care intră în lanţul integratorilor.

O problemă care se pune, este aceea a generării funcţiilor variind în timp în modul dorit. Un exemplu de astfel de generator, se vede în fig. 5. Aici este vorba tot de un sistem cu reacţie. Anume, pe ecranul oscilografului se dispune o

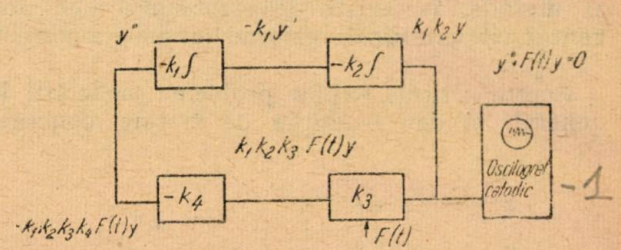


Fig. 6. Circuitul corespunzînd integrării ecuaţiilor de tip Mathieu.

mască, a cărei curbă $y = f(x)$ este tocmai $F(t)$, deoarece deplasările după x sînt proporţionale cu timpul — utilizînd o bază de timp liniară. Sistemul fotocelulă — amplificator obligă spotul oscilografului să urmărească tocmai muchia măştii. In modul acesta la ieşirea amplificatorului se obţine o tensiune proporţională cu $F(t)$.

Ca exemple de frumoasele posibilităţi ale analizorului electronic, în fig. 6 şi 7 se arată montajele cu care se pot integra ecuaţiile de tip Mathieu şi Hill, atît de importante în tehnica modulaţiei în frecvenţă. La toţi aceşti integratori electronici, rezultatul corespunzînd unor anumite condiţii iniţiale şi unor anumite valori ale coeficienţilor, se obţin sub forma unor curbe pe ecranul oscilografului catodic.

Marele avantaj al acestor integratori constă pe de o parte în simplitatea lor — amplificatorii

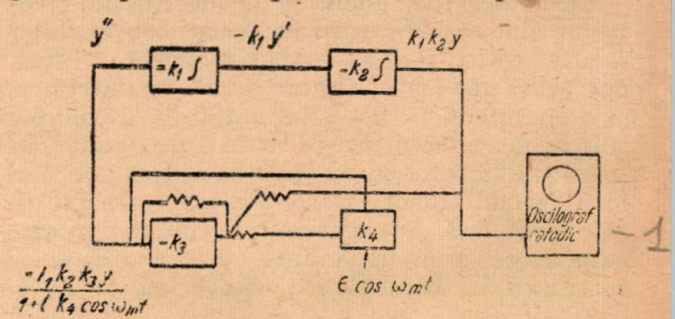


Fig. 7. Circuitul corespunzînd integrării ecuaţiilor de tip Hill.

care intervin se pot reduce la un singur tub — şi pe de altă parte în simplitatea cu care se poate trece de la o condiţie iniţială la alta, sau de la o valoare a coeficienţilor la alta.

Bibliografie

[1] *Marc D.*: Modele pentru studiul fenomenelor electrice, Electrotehnica, 8/1953.

[2] *Bainglass S.*: Modelarea electrică a fenomenelor fizice Electrotehnica, 10 (1953).

DISPOZITIV PENTRU EXECUTAREA BOBINAJULUI ECHIPOTENȚIAL LA SUBANSAMBLUL ROTOR AL GENERATORULUI DE 1 200 A

Bobinajul echipotențial al rotorului la generatorul de 1 200 A este executat din bară rotundă de cupru electrolitic de 4 mm.

Bobinajul echipotențial se executa înainte pe butucul rotorului, după ce se făcea bobinajul rotoric. Atît formarea cît și lipirea la mufe cu cositor, necesita foarte mult timp și totodată nu se putea controla calitatea lipiturilor pentru prevenirea eventualelor atingeri (scurtcircuite) între lipituri sau bare.

Prin dispozitivul construit de tov. Ion Iosif de la întreprinderea „Klement Gottwald" s-au eliminat toate aceste inconveniente (fig. 1).

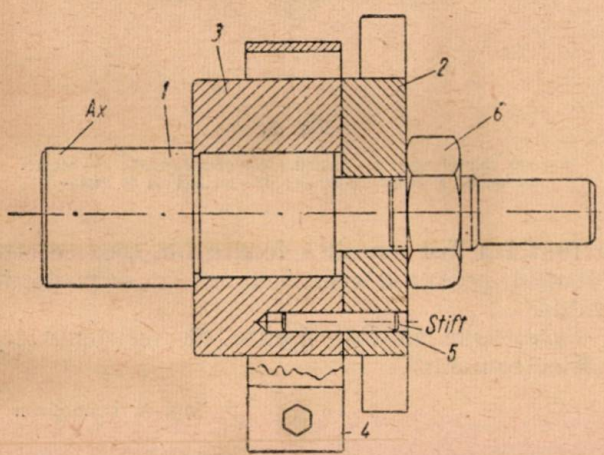


Fig. 1,

capra obișnuită de bobinat rotoare, sprijinindu-se pe capetele axului. In cele 45 de crestături echidistanțate fig. 2 se introduc, prin partea butucului, barele ce formează bobinajul, se strîng pe suprafața exterioară a butucului cu ajutorul colierului spre a nu se deplasa, apoi se aranjează barele cu pene de lemn în cele 45 de crestături ale discului în așa fel încît ele să formeze o coroană perfectă.

Se scoate placa frontală a dispozitivului, se introduc mufele pe capetele barelor și se cositoresc. După aceea se slăbește colierul, se scoate coroana

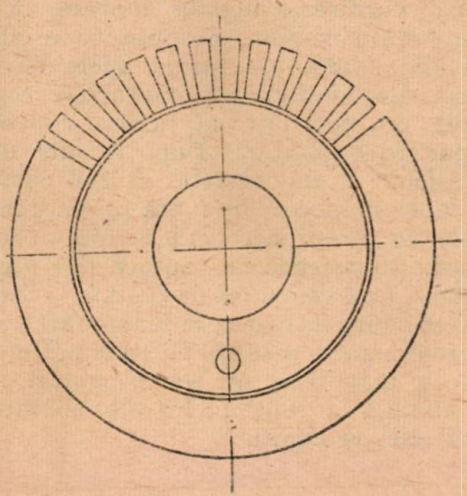


Fig. 2.

Dispozitivul se compune dintr-un ax central (1) pe care sînt montate — discul (2) prevăzut cu 45 de crestături echidistanțate ce coincid cu bobinajul rotorului, butucul de așezare (3) și brățara (colierul) de strîngere (4).

Butucul este montat pe ax presat, iar discul se rezeamă de butuc asigurat fiind de știftul (5) și piulița de asigurare (6).

Intreg ansamblul este metalic și nu depășește 3 kg în greutate.

Modul de lucru. Dispozitivul se așează pe bobinajului echipotențial de pe dispozitiv și se introduce gata executat pe butucul rotorului. Apoi se execută bobinajul rotoric.

Aplicarea acestui dispozitiv a permis o îmbunătățire calitativă a bobinajului echipotențial, evitîndu-se totodată eventualele străpungeri în cazul unei cositoriri necorecte a mufelor.

Dispozitivul este ușor de construit de orice atelier.

E. Bălănescu

CONTACTE DE FONTĂ

Se expun rezultatele unor încercări în legătură cu contactele mobile ale unui controler tip tobă în ulei, care servea pentru scurtcircuitarea rezistențelor de pornire în ulei a unor motoare asincrone trifazate de putere mijlocie (10-28kW), cu inele avînd tensiunile rotorice de 100 — 130 V, iar curenții rotorici de 80-120 A.

Rezistențele de pornire ale motoarelor asincrone cu inele sînt legate așa cum se vede în fig. 1, scurtcircuitarea porțiunilor de rezistențe făcîndu-se cu ajutorul unui sistem de contacte plane sau cilindrice (tip controler).

Pînă în prezent contactele mobile s-au executat așa cum se arată în fig. 2, adică contactele (4) de alamă s-au fixat cu ajutorul unor șuruburi (5) de corpul din fontă (3) prin care trecea curentul. Pentru a reduce manopera și materialul folosit la confecționarea și montarea contactelor

m-am gîndit să suprim contactul (*4*) iar rolul lui să fie îndeplinit de corpul de fontă (*3*).

Se punea problema dacă vor corespunde contactele din fontă. Teoretic situaţia era

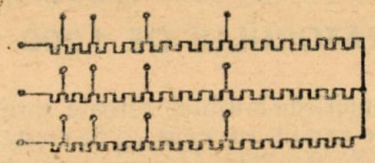


Fig. 1.

favorabilă pentru aceste contacte, deoarece:

a) tot sistemul fiind în ulei, era exclusă posibilitatea ruginirii;

b) deoarece aceste contacte nu întrerup nici un circuit, ci scurtcircuitează numai porţiuni de rezistenţe, nu se ivesc arcuri care să distrugă suprafeţele de contact.

Pentru verificarea acestor ipoteze, deoarece încă nu aveam modele corespunzătoare ale corpurilor din fontă, am turnat inele de fontă, din care am confecţionat contactele (*4*). Am prevăzut un controler cu aceste contacte şi l-am pus în exploatare. După 8 luni de zile l-am desfăcut şi am constatat că atît contactele (*6*) de cupru cît şi cele din fontă (*4*) erau în stare perfectă, nu aveau nici perle şi nici arsuri sau zgîrieturi. Suprafeţele de contact din fontă au fost curate, fără vreo urmă de rugină. Controlerul a mai fost supus la 10 000 de manevrări repetate fără curent pentru a se studia uzura. După cele 10 000 de manevrări nu s-a constatat nici o uzură vizibilă a suprafeţelor de contact nici la fontă, nici la cupru.

Experienţele făcute au arătat posibilitatea utilizării cu succes a contactelor din fontă, lucrînd sub ulei. Fonta utilizată a fost fontă normală de turnătorie. Suprafaţa de contact

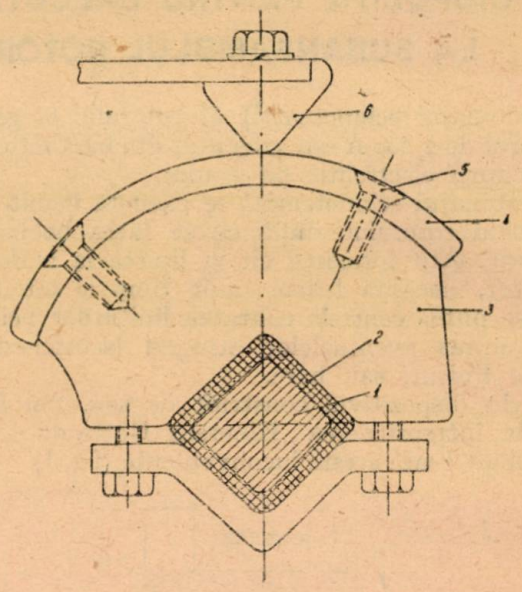


Fig. 2.

1 — axa controlerului; *2* — izolaţia; *3* — corp de fontă; *4* — contact de alamă; *5* — şurub de fixare; *6* — contact fix de cupru-

a fontei a fost strunjită foarte fin, ceea ce este esenţial pentru a avea o uzură cît se poate de redusă.

Incercările au fost făcute cu rezistenţe tip „Electromotor".

Ing. A. Leimdörfer

CENTRAREA ARBORILOR CU AJUTORUL ŞUBLERULUI

La cuplarea obişnuită a unui motor electric cu un generator electric, pompă centrifugă etc.,

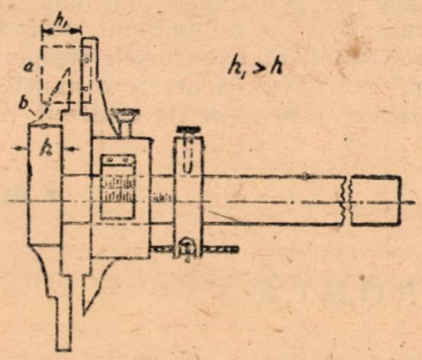


Fig. 1

centrarea celor doi arbori se poate face cu suficientă exactitate folosind un şubler obişnuit.

In acest scop se fac şublerului următoarele modificări:

a) cursorul mobil al şublerului se roteşte cu 180°, montîndu-se în felul arătat în fig. *1*;

b) se taie şi se îndepărtează vîrful *b* al părţii fixe a şublerului, desenat punctat în fig. *1*;

c)se montează pe talpa cursorului o plăcuţă mică *a*, a cărei lăţime *h*, trebuie să fie mai mare decît lăţimea *h* a şublerului, după cum se vede în fig. *1*; prinderea plăcuţei *a* se poate face cu ajutorul a două şuruburi mici.

Centrarea arborilor legaţi printr-o cuplă, se face aşezînd şublerul în modul arătat în fig. 2, partea fixă a şublerului rezemîndu-se pe mufa din partea dreaptă a cuplei (*2*) iar plăcuţa *a*, pe mufa din partea stîngă a cuplei (*1*) mişcîndu-se în acest scop cursorul în jos. Se citeşte în această poziţie gradaţia de pe şubler. Rotind încet cupla, se observă dacă cursorul se ridică în sus, iar prin apăsarea lui în jos în timpul rotirii, se observă dacă el se lasă în jos. Diferenţa citită pe şubler, măsurată pe un diametru al cuplei şi împărţită prin 2, ne dă tocmai dezaxarea arborilor în poziţia respectivă.

Cunoscînd dezaxarea, se face o corecţie în centrarea arborilor, urmată de o nouă verificare.

Este suficient să se facă măsurătoarea pe două diametre perpendiculare unul pe celălalt.

CONSFĂTUIREA PE ŢARĂ „STABILIREA CONSUMURILOR SPECIFICE DE ENERGIE ELECTRICĂ ÎN INDUSTRIE ŞI REDUCEREA LOR PROGRESIVĂ"

In zilele de 6 şi 7 august a.c. a avut loc la Bucureşti consfătuirea pe ţară privind „Stabilirea consumurilor specifice de energie electrică în industrie şi reducerea lor progresivă", organizată de secţia electricitate a Consiliului Central ASIT în colaborare cu Institutul de Energetică al Academiei R.P.R. La lucrările acestei consfătuiri au luat parte ingineri şi tehnicieni, tehnologi şi energeticieni din ministerele şi întreprinderile tuturor ramurilor industriale precum şi din institutele de cercetări şi proiectări. .

Primul referat expus, alcătuit de colectivul de energetică generală al Institutului de Energetică al Academiei R.P.R., a arătat în mod amplu importanţa deosebită pe care o are pentru economie şi dezvoltarea industrială, folosirea raţională a energiei şi în special a energiei electrice. S-au arătat rezultatele obţinute în Uniunea Sovietică, prin analizarea urmărirea şi reducerea consumurilor specifice de energie electrică, trecîndu-se apoi la explicarea sistematică a căilor de reducere a acestor consumuri.

Alte referate au arătat preocupările ce au existat pentru problema consumurilor specifice de energie electrică în industria petrolului, metalurgică şi constructoare de maşini, chimică, uşoară şi a cimentului.

Ele au arătat constatări şi măsuri ce s-au luat pe o întreagă ramură industrială sau pentru cîteva produse de bază sau cum a fost cazul la ciment, studiul consumurilor pentru întreg procesul tehnologic.

Numeroşi participanţi au luat cuvîntul. La deschiderea consfătuirii, tov. ing. Gh. Cioară ministrul Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice a trecut în revistă dezvoltarea industriei energetice, prin construirea în utimii ani a unor mari termo şi hidrocentrale electrice, precum şi a extinderii reţelelor de transport şi distribuţie a energiei electrice.Totodată a accentuat că energia sporită de care se dispune azi şi din ce în ce mai mult în viitor, trebuie folosită cît mai bine, cunoscîndu-se cît mai exact nevoile şi întrebuinţîndu-se din plin puterea disponibilă.

Alţi vorbitori au subliniat de asemenea importanţa problemei, au scos în evidenţă necesitatea unor acţiuni adînci şi bine organizate. S-a arătat şi necesitatea echipării suficiente cu aparate de măsură, asigurări de cadre suficiente de energeticieni.

Discuţiile au făcut evidente posibilităţile inepuizabile de amelioare a consumurilor specifice de energie electrică. Ele au accentuat, în special, nevoia formării şi dezvoltării unei concepţii energetice.

Tratarea problemelor producţiei în lumina acestei concepţii presupune introducerea unei tehnici înaintate, a metodelor noi de muncă, organizarea adîncă a activităţii din întreprindere, ceea ce nu împiedică ci dimpotrivă, contribuie puternic la obţinerea unei producţii sporite, de calitate la un preţ scăzut.

Pentru industrializarea mai departe cu succes a ţării noastre, participanţii la consfătuire au considerat că trebuie să se prevadă în rezoluţie cîteva obiective principale în legătură cu folosirea energiei. Este vorba de însuşirea de către conducerile departamentelor şi întreprinderilor a necesităţii îmbunătăţirii continue a gospodăririi energiei prin urmărirea, normarea şi reducerea consumurilor specifice de energie. Trebuie să se atragă energeticienii, tehnologii şi mecanicii din departamente, institutele de cercetări şi proiectări ale departamentelor şi catedrele din învăţămîntul superior în acţiuni organizate în întreprinderi, pentru normarea şi reducerea consumurilor specifice de energie.

Sînt necesare asigurarea condiţiilor de lucru organizatorice, materiale şi morale a energeticienilor din întreprinderi şi departamente, precum şi asigurarea bazei materiale pentru punerea în practică a acţiunii de stabilire şi urmărire, normare şi reducere a consumurilor specifice de energie prin cadre de specialitate, ridicarea continuă a calificării acestor cadre şi prin fabricarea aparaturii şi instalaţiilor necesare şi dotarea întreprinderilor cu acestea.

Este necesar de asemenea ca acţiunea de reducere a consumurilor specifice de energie să se transforme într-o mişcare de masă a muncitorilor, tehnicienilor, inginerilor şi economiştilor, cu sprijinul activ al organizaţiilor de masă.

Avîndu-se în vedere aceste obiective, s-au făcut o serie de recomandări ministerelor, organizaţiilor centrale, întreprinderilor industriale şi organizaţiilor de masă.

S-a recomandat încadrarea întreprinderilor industriale cu energeticieni, cadre de specialitate şi care să se ocupe exclusiv de probleme energetice precum şi dotarea acestor întreprinderi cu aparatele de măsură necesare. Este absolut necesară introducerea în întreprinderi a unor evidenţe raţionale pentru urmărirea continuă a consumurilor specifice de energie electrică pe unitatea de produs.

Pentru acţiunea de reducere a acestor consumuri, întreprinderile să-şi întocmească un prim plan de măsuri tehnico-organizatorice care să cuprindă măsuri care se pot realiza fără investiţii sau cu investiţii imediate din fondurile proprii ale departamentului respectiv şi măsuri care necesită cercetări sau investiţii mai importante şi care deci se pot realiza numai după întocmirea proiectelor respective şi obţinerea fondurilor corespunzătoare. Imbunătăţirea gospodăririi energetice să figureze şi în măsurile tehnico-organizatorice anuale pe care întreprinderile industriale le întocmesc pentru 1955 şi anii următori.

Tematicile de inovaţii să prevadă teme în legătură cu reducerea consumurilor specifice de energie.

S-a recomandat de asemenea ca Ministerul Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice să ia măsurile necesare pentru desăvîrşirea organizării inspecţiei energetice şi împreună cu celelalte departamente industriale să întocmească un regulament tip de organizare şi funcţionare a serviciului energeticianului şef din ministere, direcţii generale industriale şi întreprinderi.

S-a mai propus organizarea chiar din toamna aceasta a unor cursuri pentru ridicarea nivelului tehnico-profesional a energeticienilor, precum şi completarea de către Ministerul Învăţămîntului, a programelor analitice la unele şcoli tehnice medii şi superioare ale diferitelor ramuri industriale cu capitole privind consumurile specifice de energie.

Cercurile ASIT din întreprinderi sînt chemate să sprijine efectiv acţiunea de stabilire pe baze ştiinţifice a normelor de consum specific de energie, să contribuie activ la elaborarea măsurilor tehnico-organizatorice şi a tematicilor de inovaţii, la acţiunea de ridicare a nivelului tehnico-profesional al energeticienilor din întreprinderi.

Cercurile ASIT sînt chemate de asemenea să stimuleze publicarea de articole originale şi discuţii privind problema consumurilor specifice de energie.

Manual de radiotehnică, *Sub redacția ing. B. A. Smirenin* traducere din limba rusă. Editura Energetică de Stat 1954, 450 p. .

In ultimii ani, literatura tehnică în limba romînă s-a îmbogăţit cu numeroase şi preţioase traduceri din limba rusă, traduceri ce pun la dispoziţia cititorului romîn realizările ştiinţei sovietice.

O situaţie deosebit de grea o prezenta, şi în parte o mai prezintă, literatura tehnică în domeniul radiotehnicii. Specialistul care lucrează în acest domeniu era silit să recurgă aproape numai la literatura tehnică în limbi străine, ceea ce îngreuna foarte mult formarea de cadre de specialişti, cadre de toate gradele.

Necesitatea formării de asemenea cadre este evidentă. Dezvoltarea telecomunicaţiilor pentru asigurarea unor legături rapide şi de bună calitate între orice puncte ale ţării, dezvoltarea radiodifuziunii şi a televiziunii, care să pună la dispoziţia maselor largi bunurile cele mai de preţ ale culturii, sînt elemente necesare ale operii de construire a socialismului. Mai mult: formarea de cadre specializate în radiotehnică şi însuşirea unor cunoştinţe de bază din domeniul radiotehnicii de către specialiştii care lucrează în cele mai diferite ramuri ale ndustriei constituie una din condiţiile dezvoltării unei industrii moderne — industrie care să folosească din plin realizările electronicii, radiotehnicii şi telemecanicii pentru automatizarea şi telemecanizarea procesului de producţie.

Traducerea manualului de radiotehnică de sub redacţia ing. B.A. Smirenin, care în limba romînă va apare în două volume, vine să umple un gol deosebit de resimţit.

Prin caracterul său enciclopedic, manualul uşurează munca creatoare a unui larg cerc de ingineri şi tehnicieni.

Manualul trece în revistă realizările de bază în domeniul radiotehnicii şi conţine o colecţie sistematizată de formule diagrame şi tabele. In el sînt enunţate cele mai importante teze ştiinţifice ale radiotehnicii moderne cu explicarea procesului fizic, şi acolo unde este necesar este lămurit şi aspectul matematic al problemei.

Prima parte a manualului cuprinde următoarele capitole:

Capitolul 1, care cuprinde o serie de tabele ca tabela decibelilor, tabela funcţiilor trigonometrice, ale logaritmilor funcţiilor hiperbolice etc., precum şi o serie de formule matematice şi de tabele de transformare a mărimilor dintr-un sistem de unităţi într-altul. Capitolul acesta ar fi trebuit însă corectat cu mai multă îngrijire, valoarea tabelelor scăzînd dacă într-însele se strecoară greşeli. Nu toate greşelile au fost sesizate în erată. De exemplu la pag. 3, rîndul 1 de sus, coloana 8 este tipărit 0,5 900 în loc de 0,5090, sau la pag. 18, coloana a treia, rîndul ultim este tipărit 0,22160 în loc de 0,22660. Credem că ar fi util ca toate tabelele acestui prim capitol, utilizate foarte des în calcule, să fie din nou foarte atent verificate şi erorile sesizate să fie date în erata anexată la volumul 2.

Al doilea capitol tratează problemele legate de elementele circuitelor de radio şi anume despre rezistenţe şi reostate, despre inductanţă şi inductanţa mutuală, despre bobinele fără şi cu miez magnetic şi în fine, despre capacitate şi condensatori.

Al treilea capitol tratează teoria circuitelor în ordinea următoare: *a*) circuitele oscilante simple (serie, derivaţie şi cuplate), *b*) linii cu constante distribuite, *c*) teoria cuadripolilor urmată de paragrafe tratînd despre filtre şi corectori, *d*) ghiduri de unde şi cavităţi rezonante.

Capitolul al patrulea tratează problemele tuburilor electronice şi ale tehnicii electronice. Capitolul începe cu legile de mişcare ale electronilor şi continuă cu problemele de bază ale tuburilor electronice. Ultimele două paragrafe tratează despre optica electronică şi tuburile catodice şi despre tuburile cu descărcări în gaze.

Capitolele al patrulea şi al cincilea tratează respectiv despre amplificatori cu tuburi electronice şi despre oscilatori.

In capitolul despre amplificatori, ca de altfel în întreg manualul, acesta fiind un principiu în alcătuirea lui nu sînt expuse numai formulele şi tabelele necesare calculării diferitelor circuite, ci se dă şi explicarea lor din punct de vedere fizic şi uneori şi matematic. Astfel, capitolul începe prin clasificarea amplificatorilor, a distorsiunilor ce iau naştere în amplificatori şi a schemelor echivalente ale amplificatorilor. In continuare sînt trataţi pe rînd amplificatorii de tensiune de audiofrecvenţă, de putere de audiofrecvenţă, amplificatorii de videofrecvenţă şi cei acordaţi.

Capitolul despre oscilatori tratează în două subcapitole-oscilatorii de unde lungi şi scurte şi oscilatorii de unde ultrascurte.

Deosebit de preţioase sînt bibliografiile de la sfîrşitul fiecărui capitol în care sînt indicate cele mai importante lucrări din literatura sovietică şi din celelalte ţări tratînd despre problemele respective.

Desigur, acest manual deosebit de preţios, nu poate umple toate golurile. Astfel, pe de o parte, el nu cuprinde decît în linii foarte generale problemele tehnicii impulsurilor, radiolocaţiei şi televiziunii, problemele aplicării industriale ale curenţilor de înaltă frecvenţă şi radionavigaţie, neavînd capitole speciale consacrate acestor probleme. Pe de altă parte, manualul are ca bază manualul lui Terman din 1943, completat cu o mulţime de date reflectînd realizările ultimilor zece ani. Cu toate acestea, manualul nu reflectă în întregime realizările noi ale radiotehnicii şi nu expune în toate capitolele metodele sovietice superioare de calcul.

Manualul de radiotehnică este însă preţios pentru literatura de specialitate în limba romînă, nu numai prin conţinutul său.

El reprezintă o valoare prin calitatea traducerii. Desigur, se pot indica destule locuri unde fraza este greoaie, insuficient stilizată, elaborată: unele expresii nu corespund. De exemplu utilizarea alternativă fără regulă în cap. 2, a expresiei de „secţiune circulară" şi de „secţiune rotundă", scăpări regretabile ca acelea din tabela 9, pag. 259, unde combinaţiile sulfului cu diferitele metale (S Zn, S Cd) sînt denumite sulfiţi, în loc de sulfuri; desigur, unii termeni pot fi discutaţi dacă sînt cei mai just aleşi pentru a denumi fenomenele sau schemele respective.

Toate acestea însă, nu micşorează valoarea traducerii, care constituie o etapă în munca de traducere a literaturii privind radiotehnica. Intr-adevăr, traducerile efectuate pînă

acum, constituie cu rare excepții o adevărată maltratare a limbii, atît din punct de vedere al terminologiei, cît și din punct de vedere al frazei. In unele locuri, textele respective sînt neinteligibile. Cu atît mai mare este meritul colectivelor de la catedrele de specialitate de la facultatea de electronică și telecomunicații de la Institutul Politehnic București, care au revizuit traducerea și au îngrijit redactarea cărții.

Prezentînd un material bine tradus, cu o terminologie corectă, colectivele respective au dat o contribuție serioasă la formarea unui limbaj tehnic romîn.

Insă Editura Energetică de Stat nu a fost în măsură să rezolve mulțumitor tiparul. Hîrtia utilizată pentru tipărirea manualului este complet necorespunzătoare. Datorită acestui fapt, unele grafice care urmează a fi folosite pentru calcule, vor fi greu utilizabile. De asemenea, paginarea nu este întotdeauna îngrijită, figurile și graficele fiind neglijent aranjate pe pagină.

Manualul de radiotehnică, prin valoarea sa, prin utilizarea zilnică pe care o va avea în mîinele specialiștilor, merită desigur mai multă atenție în ceea ce privește realizarea lui tipografică, din partea Editurii Energetice de Stat.

Conf. Ing. E. Katz

Notă. S-au mai primit la redacție o serie de observații ale tov. *G. Costea* cu privire la „Manualul de radiotehnică" de sub redacția ing. B.A. Smirenin (vol. I, traducere din limba rusă, Editura Energetică de Stat).

Se mai atrage atenția — în principal — asupra următoarelor lipsuri ale manualului :

1. In cap. I se resimte lipsa unui extras din formulele calculului vectorial (cîmpuri de vectori) și calculul cu imaginare mai ales că în cap. III la liniile cu constante distribuite se vorbește despre mărimile complexe sub forma vectorială.

2. In cap. II un subcapitol tratează despre rezistențe și reostate. Ar fi fost util să se găsească în acest subcapitol, o tabelă sau abacă pentru calcularea rezistențelor legate în paralel sau a condensatorilor legați în serie.

3. Același capitol tratează despre capacitate și condensator. Era de dorit să se amintească și despre compensarea capacităților reziduale ale circuitelor legate la diferiți condensatori prin mici condensatori semivariabili cunoscuți sub numele de „trimeri".

4. Sub capitolul „tuburi electronice" (cap. IV) este suficient de documentat pentru constructorii de tuburi electronice dar insuficient pentru cei ce folosesc tuburile construite. Astfel nu este redată determinarea grafică din caracteristicile anodice și de grilă a rezistenței interne a lămpii, și a pantei ei definite prin formulele (57) și (58) de la pag. 236 ; de asemenea determinarea grafică a factorului de amplificare definit prin formula (59) care sînt de un interes practic incontestabil atunci cînd nu există la îndemînă cataloagele tuburilor respective.

5. In cap. V se dau ca definiții fundamentale, clasificarea amplificatorilor în clasa A, AB, B și C, distorsiunile în amplificatori și schemele echivalente ale amplificatorilor. Lipsesc însă cîteva indicații asupra utilizării diferitelor clase de amplificare Ar fi fost util să se arate cînd se folosesc diferitele clase susmenționate.

6. Inafara micilor lipsuri de fond semnalate mai sus care nu scad cu nimic din valoarea deosebită a manualului, credem că Editura Energetică de Stat trebuia să se îngrijească de apariția la sfîrșitul acestui volum a unui index alfabetic al denumirilor și problemelor tratate care ar ușura mult cititorului în găsirea problemei ce-l interesează.

Aducem la cunoştinţa cititorilor şi colaboratorilor revistei noastre, că începînd dela nr. 4 Revista „Electrotehnica" a fuzionat cu „Revista Ministerului Energiei Electrice şi Industriei Electrotehnice", în scopul unei tratări cît mai largi a problemelor ce se pun dezvoltării industriei electrotehnice din ţara noastră pe linia hotărîrilor plenarei lărgite a C. C. al P. M. R. din 19-20 august 1953.

Sîntem convinşi că autorii şi colaboratorii noştri vor aprecia această măsură şi vor sprijini şi în viitor revista „Electrotehnica".

Redacţia